

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2001-177877
(P2001-177877A)

(43) 公開日 平成13年6月29日 (2001.6.29)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 Q	7/38	H 0 4 J 3/00	B
	7/36	H 0 4 B 7/26	1 0 9 N
H 0 4 J	3/00		1 0 5 D
	13/04	H 0 4 J 13/00	G
H 0 4 L	29/08	H 0 4 L 13/00	3 0 7 C

審査請求 有 請求項の数17 O L 外国語出願 (全 120 頁)

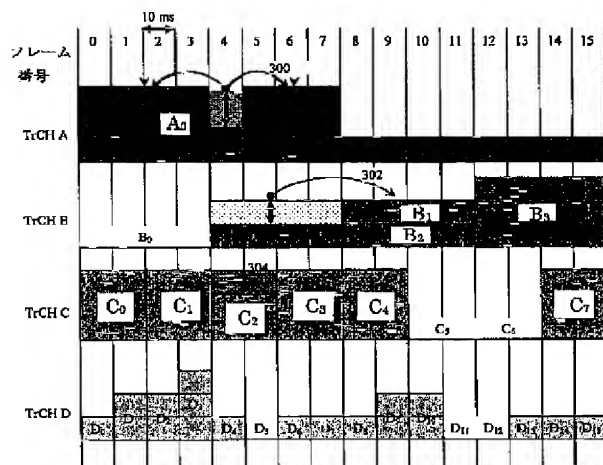
(21) 出願番号	特願2000-302650 (P2000-302650)	(71) 出願人	500184992 ミツビシ・エレクトリック・テレコム・ヨーロッパ MITSUBISHI ELECTRIC TELECOM EUROPE フランス、92000 ナンテール、プールバール・デ・ブーベット、25/31
(22) 出願日	平成12年10月2日 (2000.10.2)	(72) 発明者	バンサン・アントワーヌ・ビクトール・ベレシュ フランス、35500 ビトル、リュ・ドゥ・ラ・ボルデリエ、1・ビス
(31) 優先権主張番号	9 9 1 2 7 2 3	(74) 代理人	100064746 弁理士 深見 久郎 (外5名)
(32) 優先日	平成11年10月4日 (1999.10.4)		
(33) 優先権主張国	フランス (F R)		
(31) 優先権主張番号	0 0 0 3 6 2 1		
(32) 優先日	平成12年3月22日 (2000.3.22)		
(33) 優先権主張国	フランス (F R)		

(54) 【発明の名称】 圧縮モードを発生する方法および装置、および電気通信システムの基地局および移動局

(57) 【要約】

【課題】 本発明は、少なくとも2つのトランスポート・チャンネルを含む複合チャンネルに影響する圧縮モードを発生する方法に関する。

【解決手段】 本発明に従えば、トランスポート・チャンネルの不均等区分ステップが実行される。この区分ステップは、同じトランスポート・チャンネルのために、少なくとも1つの区分係数に依存して決定されたデータ・カウントを、データ・セグメントの各々へ割り当てる。前記区分によって割り当てられた同じデータ・ブロックからの前記データ・セグメントの少なくとも2つは、異なるデータ・カウントを有する。本発明は、特に、モバイル用の第三世代電気通信システムの分野で実施される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 少なくとも2つのトランスポート・チャネルを含む複合チャネルに影響する圧縮モードを発生する方法であって、前記トランスポート・チャネルの各々は、少なくとも1つのそれぞれの伝送時間インターバル(TTI)で少なくとも1つのデータ・ブロックを伝送し、前記伝送時間インターバル(TTI)の各々は、前記トランスポート・チャネルの各々に特定された持続時間を有し、前記トランスポート・チャネルの少なくとも2つは、異なった持続時間の伝送時間インターバルを有し、前記方法は、前記トランスポート・チャネルの少なくとも1つのデータを時間区分するステップを含み、前記時間区分ステップは、前記データ・ブロックをデータ・セグメントへ区分し、前記データ・セグメントの各々は、それぞれ前記伝送時間インターバルの時間セグメントに関連づけられ、前記時間セグメントは、前記複合チャネルのトランスポート・チャネルに共通の期間を構成し、前記区分ステップは、同じトランスポート・チャネルのために、少なくとも1つの区分係数に依存して決定されるデータ・カウントを、前記データ・セグメントの各々へ割り当てること、及び前記区分によって割り当てられた同じデータ・ブロックからの前記データ・セグメントの少なくとも2つが、異なったデータ・カウントを有することを特徴とする方法。

【請求項2】 前記区分係数が、少なくとも1つのシナリオの集合の関数として決定され、シナリオの各々は、少なくとも1つのトランスポート・チャネルの少なくとも1つの可能なビット・レートによってパラメータ化されることを特徴とする、請求項1に記載の方法。

【請求項3】 CDMAタイプの多元接続テクノロジーを使用する電気通信システムで実施されることを特徴とする、請求項1又は2に記載の方法。

【請求項4】 更に、前記複合チャネルにおけるトランスポート・チャネルのビット・レートをバランスさせるレート・マッチング・ステップを含み、レート・マッチング比(RF_i)が前記トランスポート・チャネルの各々へ適用され、前記レート・マッチング比(RF_i)は、前記トランスポート・チャネルに特定されたレート・マッチング属性(RM_i)とスケール・ファクタ(LF)との積に等しく、前記スケール・ファクタ(LF)は、前記トランスポート・チャネルの全てに共通であり、前記スケール・ファクタ(LF)は、前記時間セグメントの各々で一定であり、また、少なくとも2つの時間セグメントで少なくとも2つの異なった値(LF_n 、 LF_o)を有することができ、前記少なくとも2つの異なった値の第1のもの(LF_o)は圧縮モードに関連づけられ、前記少なくとも2つの異なった値の第2のもの(LF_n)は、いわゆるノーマル・モードに関連づけられることを特徴とする、請求項1から3のいずれか一項

に記載の方法。

【請求項5】 前記レート・マッチング・ステップが、前記電気通信システムの少なくとも1つの移動局から少なくとも1つの基地局へ実施されることを特徴とする、請求項3の従属項である請求項4に記載の方法。

【請求項6】 更に、前記複合チャネルにおけるトランスポート・チャネルのビット・レートをバランスさせるレート・マッチング・ステップを含み、レート・マッチング比(RF_i)が前記トランスポート・チャネルの各々へ適用され、前記レート・マッチング比(RF_i)は、前記トランスポート・チャネルに特定されたレート・マッチング属性(RM_i)とスケール・ファクタ(LF)との積に等しく、前記スケール・ファクタ(LF)は、前記トランスポート・チャネルの全てに共通であり、少なくとも2つのインターバル、いわゆるグローバル・インターバルが、前記トランスポート・チャネルの全てについて定義され、前記グローバル・インターバルの持続時間は、前記トランスポート・チャネルに関連づけられた前記伝送時間インターバルの各々の持続時間の倍数であり、前記スケール・ファクタ(LF)は、各々のグローバル・インターバルで一定であり、また、少なくとも2つのグローバル・インターバルで少なくとも2つの異なった値(LF_n 、 LF_o)を有することができ、前記少なくとも2つの異なった値の第1のもの(LF_o)は圧縮モードに関連づけられ、前記少なくとも2つの異なった値の第2のもの(LF_n)は、いわゆるノーマル・モードに関連づけられることを特徴とする、請求項1から3のいずれか一項に記載の方法。

【請求項7】 更に、

- 同じトランスポート・チャネルについて前記区分係数の分散を最小にし、
- 前記圧縮モードのスケール・ファクタ(LF_o)を最大にすることを含むグループに属する標準の少なくとも1つに従って前記区分係数を計算するステップを含むことを特徴とする、請求項1から3、及び6のいずれか一項に記載の方法。

【請求項8】 更に、

- 前記少なくとも1つのデータ・セグメントを圧縮モードで含むデータの少なくとも一部分の伝送を延期し、
- 前記少なくとも1つのデータ・セグメントを圧縮モードで含む少なくとも1つのデータ・ブロックについて、区分される前記トランスポート・チャネルに関連づけられた少なくとも1つの伝送時間インターバルのために、公称ビット・レート・モード、及び公称ビット・レートよりも低い少なくとも1つの低減ビット・レートのモードの中からソース・エンコーディング・モードを選択するステップを含むグループに属するステップの少なくとも1つを含むことを特徴とする、請求項1から3、及び7のいずれか一項に記載の方法。

【請求項9】 前記レート・マッチング・ステップが、

前記電気通信システムの少なくとも1つの基地局から少なくとも1つの移動局へ実施されることを特徴とする、請求項3の従属項である請求項6から8のいずれか一項に記載の方法。

【請求項10】 前記スケール・ファクタ (LF) が、前記グローバル・インターバルがデータ・セグメントを圧縮モードで含んでいないときは第1の集合 ($\{LF_n\}$) から選択されるか、前記グローバル・インターバルが少なくとも1つのデータ・セグメントを圧縮モードで含んでいるときは第2の集合 ($\{LF_c\}$) から選択されることを特徴とする、請求項4から9のいずれか一項に記載の方法。

【請求項11】 前記第1の集合 ($\{LF_n\}$) が単一の要素を含むこと、前記第2の集合 ($\{LF_c\}$) が圧縮構成の各々のために要素を含み、前記圧縮構成の各々は、一方では、対応するグローバル・インターバルで圧縮モードにある時間セグメントの数によって定義され、他方では、圧縮モードにある前記時間セグメントの各々に関連づけられた少なくとも1つの圧縮レート (β) によって定義され、前記圧縮レート (β) は、前記複合チャネルについて、圧縮モードにおける所与の時間セグメントで利用可能なデータ・カウントと、ノーマル・モードにおける前記所与の時間セグメントで利用可能なデータ・カウントとの比を表すことを特徴とする、請求項6の従属項である請求項10に記載の方法。

【請求項12】 少なくとも2つのトランスポート・チャネルを含む複合チャネルに影響する圧縮モードを発生する装置であって、前記トランスポート・チャネルの各々は、少なくとも1つのそれぞれの伝送時間インターバル (TTI) で少なくとも1つのデータ・ブロックを送り、前記伝送時間インターバル (TTI) の各々は、前記トランスポート・チャネルの各々に特定された持続時間を有し、前記トランスポート・チャネルの少なくとも2つは、異なる持続時間の伝送時間インターバルを有し、前記装置は、前記トランスポート・チャネルの少なくとも1つのデータを時間区分する手段を含み、前記時間区分手段は、前記データ・ブロックをデータ・セグメントへ区分し、前記データ・セグメントの各々は、それぞれ前記伝送時間インターバルの時間セグメントに関連づけられ、前記時間セグメントは、前記複合チャネルのトランスポート・チャネルに共通の期間を構成し、前記区分手段は、同じトランスポート・チャネルのために、少なくとも1つの区分係数に依存して決定されるデータ・カウントを、前記データ・セグメントの各々へ割り当てること、及び前記区分によって割り当てられた同じデータ・ブロックからの前記データ・セグメントの少なくとも2つが、異なるデータ・カウントを有することを特徴とする装置。

【請求項13】 少なくとも2つのトランスポート・チャネルを含む複合チャネルの少なくとも伝送手段を含む

電気通信システムの基地局であって、請求項12に記載の装置を含むことを特徴とする基地局。

【請求項14】 少なくとも2つのトランスポート・チャネルを含む複合チャネルの少なくとも伝送手段を含む電気通信システムの移動局であって、請求項12に記載の装置を含むことを特徴とする移動局。

【請求項15】 少なくとも2つのトランスポート・チャネルを含む複合チャネルに影響する圧縮モードを発生する装置であって、前記トランスポート・チャネルの各々は、少なくとも1つのそれぞれの伝送時間インターバル (TTI) で少なくとも1つのデータ・ブロックを送り、前記伝送時間インターバル (TTI) の各々は、前記トランスポート・チャネルの各々に特定された持続時間を有し、前記トランスポート・チャネルの少なくとも2つは、異なる持続時間の伝送時間インターバルを有し、前記装置は、前記トランスポート・チャネルの少なくとも1つのために、データ・セグメント連結手段を含み、前記データ・セグメントは同じ伝送時間インターバル (TTI) で受け取られ、前記連結手段は前記データ・セグメントをデータ・ブロックへ連結し、前記データ・セグメントの各々は、それぞれ前記伝送時間インターバルの時間セグメントに関連づけられ、前記時間セグメントは、前記複合チャネルのトランスポート・チャネルに共通の期間を構成し、同じトランスポート・チャネルについて、前記連結手段の同じ到着伝送時間インターバル (TTI) で受け取られた前記データ・セグメントの少なくとも2つが、異なるデータ・カウントを有することを特徴とする装置。

【請求項16】 少なくとも2つのトランスポート・チャネルを含む複合チャネルの少なくとも伝送手段を含む電気通信システムの基地局であって、請求項15に記載の装置を含むことを特徴とする基地局。

【請求項17】 少なくとも2つのトランスポート・チャネルを含む複合チャネルの少なくとも伝送手段を含む電気通信システムの移動局であって、請求項15に記載の装置を含むことを特徴とする移動局。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、少なくとも2つのトランスポート・チャネルを含む複合チャネルに影響する圧縮モードを発生する方法に関する。前記トランスポート・チャネルの各々は、少なくとも1つのそれぞれの伝送時間インターバルで少なくとも1つのデータ・ブロックを送り、前記伝送時間インターバルの各々は、前記トランスポート・チャネルの各々に特定された持続時間を有し、前記トランスポート・チャネルの少なくとも2つは、異なる持続時間の伝送時間インターバルを有し、前記方法は、前記トランスポート・チャネルの少なくとも1つのデータを時間区分するステップを含み、前記時間区分ステップは、前記データ・ブロックをデータ

・セグメントへ区分し、前記データ・セグメントの各々は、それぞれ前記伝送時間インターバルの時間セグメントに関連づけられ、前記時間セグメントは、前記複合チャネルのトランスポート・チャネルに共通の期間を構成する。本発明は、特に、モバイル用の第三世代電気通信システムの分野で実施される。

【0002】

【従来の技術】3GPPグループ（第三世代パートナーシップ・プロジェクト）は、モバイル用の第三世代電気通信システムの標準化という目的を有する標準化組織である。そのようなシステムに考慮されるテクノロジーは、CDMA（符号分割多元接続）テクノロジーである。第三世代システムを第二世代システムから区別する基本的な特徴の1つは、無線スペクトルを、より効率的に使用することに加えて、それらが非常に良好なサービス柔軟性を提供することである。

【0003】CDMAテクノロジーに従って動作するそのような電気通信システムにおいて、データの送信と受信は、連続的に行われる。従って、もし無線リンクが移動局へ割り振られ、もしこの移動局が、この無線リンクを搬送している搬送波周波数とは別の搬送波周波数の上で測定を実行する、例えばアクティブ基地局を変更しようとすれば、その移動局は2つの無線周波受信チェーンを有しなければならない。そのような実施は望ましくない。なぜなら、それは移動局のコスト、及びそのサイズ並びに重量を、著しく増大するからである。

【0004】単一の無線周波受信チェーンを用いてシステムを実施できるように、いわゆる圧縮モードが3GPPグループによって定義されている。これと対照的に、ノーマル・モードとは、圧縮モード以外の動作モードを指す。ノーマル・モードでは1つの無線フレームで均質に伝送される多重化フレームの全内容は、圧縮モードでは、無線フレーム内で無音ギャップを与えるように無線フレームの1つの部分、典型的にはフレームの端へ圧縮される。図3は、この圧縮モードを示す。圧縮された多重化フレームは、無線フレームの始めと終わりに伝送され、伝送ギャップが無線フレームの中央に作り出される。代替的に、図4で示されるように、より長い伝送ギャップを形成するために、2つの連続したフレームを圧縮することができる。伝送ギャップの間に、移動局は他の搬送波周波数の上で測定を実行することができる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】一般的に、圧縮モードは、圧縮された伝送の間に同じサービス品質を得るため、より高いパワーの伝送を必要とし、これは他のユーザへの、より大きな干渉を生じるという問題を提起する。更に、後で分かるように、圧縮モードはアップリンクにも関係するので、圧縮モードに起因する移動局のパワー増大は、移動局の能力によって制限されるという欠点を有する。

【0006】圧縮モードの発生は、ダウンリンク（ネットワークから移動局へ）に関係するだけでなく、アップリンク（移動局からネットワークへ）にも関係する。実際に、測定が実行される周波数が、ノーマル・モードでアップリンクの搬送波周波数とスペクトル的に接近しているとき、ダウンリンクが同時に圧縮モードにあると、移動局は自己カップリングを生じる。移動局によって測定される到着信号の一部分は、その送信によって干渉される。送信周波数と測定周波数との間のスペクトル距離が大きくなれば、それだけ測定周波数は送信周波数から自然に分離される。他方、短い距離は分離フィルタを非常に厳格な特徴で構成することを必要とし、従って対応的に、より高いコストを必要とする。

【0007】本発明の目的は、この圧縮モードを実施するための解決法を提供することである。この圧縮モードを発生する既知の方法を説明する前に、3GPPグループによって提案された電気通信システムのアップリンク及びダウンリンクの構成を、先ず何よりも説明する必要がある。

【0008】ISO（国際標準化機構）のOSI（開放型システム間相互接続）モデルでは、電気通信装置は、プロトコル・スタックを構成するレイヤ・モデルによってモデル化される。その場合、各々のレイヤは、より高いレベルのレイヤへサービスを提供するプロトコルである。レイヤ1によって提供されるサービスは、「トランスポート・チャネル」と呼ばれる。従って、トランスポート・チャネルは、同じ装置のレベル1レイヤとレベル2レイヤとの間のデータ・フローとして理解することができる。トランスポート・チャネル（TrCHと略記する）によって、レベル2レイヤは、或るサービス品質でデータを伝送することができる。このサービス品質は、使用されるチャネル符号化とインタリービングに依存する。更に、トランスポート・チャネルは、無線リンクを介して接続された2つの別個の装置の2つのレベル2レイヤの間のデータ・フローとして理解することができる。

【0009】3GPPグループによって定義されるような第三世代電気通信システムのアップリンク及びダウンリンクのそれぞれに対する伝送チェーンは、図1及び図2に示される。これらの図で、同様のブロックは同じ番号で参照される。

【0010】100で参照される各々のトランスポート・チャネルのために、より高いレベルのレイヤ101は、トランスポート・ブロック集合をレベル1レイヤへ周期的に供給する。トランスポート・ブロック集合がトランスポート・チャネルへ供給される周期的インターバルは、トランスポート・チャネルの伝送時間インターバル又はTTIインターバルと呼ばれる。各々のトランスポート・チャネルは、それ自身のTTIインターバル持続時間を有する。TTIインターバルの持続時間は、1

0、20、40、又は80msであることができる。トランスポート・チャンネルA、B、C、及びDの例は、図5に示される。この図5では、各々のトランスポート・チャンネルによって受け取られたトランスポート・ブロック集合は、バーチャートのバーで表される。バーチャートのバーの長さは、関連したトランスポート・チャンネルのTTIインターバルを表し、その面積は、トランスポート・ブロック集合のペイロードに対応する。図5を参照すると、トランスポート・チャンネルA、B、C、及びDに関連づけられたTTIインターバルの持続時間は、それぞれ80ms、40ms、20ms、及び10msである。更に、バーチャート・バーにおける水平の点線は、各々のトランスポート・ブロック集合のトランスポート・ブロックの数を示す。図5では、トランスポート・チャンネルAは、最初の伝送時間インターバルの間に、3つのトランスポート・ブロックを含む最初のトランスポート・ブロック集合A₀を受け取り、後続のTTIインターバルの間に、単一のトランスポート・ブロックを含む第2のトランスポート・ブロック集合A₁を受け取る。同様に、トランスポート・チャンネルBは、4つの連続したTTIインターバルの間に、0、2、1、及び3のトランスポート・ブロックをそれぞれ含むトランスポート・ブロック集合B₀、B₁、B₂、及びB₃を受け取る。トランスポート・チャンネルCは、8つの逐次のTTIインターバルの間に、トランスポート・ブロック集合C₀~C₇を受け取り、最後に、トランスポート・チャンネルDは、16のTTIインターバルの間にトランスポート・ブロック集合D₀~D₁₅を受け取る。

【0011】更に、トランスポート・フォーマットは、トランスポート・チャンネルによって受け取られたトランスポート・ブロック集合に含まれるトランスポート・ブロックの数、及びそれらのそれぞれのサイズを表す情報を明示する。所与のトランスポート・チャンネルのために、可能なトランスポート・フォーマットの有限集合が存在し、トランスポート・フォーマットの1つが、より高いレベルのレイヤの要件に依存して各々のTTIインターバルで選択される。一定ビット・レートのトランスポート・チャンネルのために、この集合は1つの要素のみを含む。図5の例では、トランスポート・チャンネルAは、無線フレーム0~7の間に受け取られた集合A₀のために第1のトランスポート・フォーマットを有し、無線フレーム8~15の間で集合A₁のために第2のトランスポート・フォーマットを有する。

【0012】図1及び図2を再び参照すると、100で参照される各々のトランスポート・チャンネルは、各々の関連したTTIインターバルで、より高いレベルのレイヤ101からトランスポート・ブロック集合を受け取る。異なったサービス品質を有するトランスポート・チャンネルは、別個の処理チェーン102A、102Bによって処理される。フレーム・チェック・シーケンスFC

Sは、104で参照されるステップの間に、これらブロックの各々へ付加される。そのようなシーケンスは、受け取られたトランスポート・ブロックが正しいか誤りかを検出するために、受け取り時に使用される。注意すべきは、誤り検出が必要とされないとき、FCSシーケンスはゼロ・サイズであってよいことである。106で参照される次のステップは、トランスポート・ブロック集合及びそれぞれのFCSから符号化されるべきブロックの集合を形成することから成る。典型的には、このステップ106は、単一のデータ・ブロックを形成するために、トランスポート・ブロック及びそれぞれのFCSシーケンスを逐次に連結することから成る。この単一のブロックは、そのサイズが、チャンネル符号化のタイプに依存して或る限度よりも小さいとき、符号化されるべきブロックを構成する。さもなければ、前記単一のブロックは、それらのいずれのサイズもチャンネル・エンコーダによって決定される最大サイズを超過しないように、符号化される同一サイズのブロックの集合へ区分される。次のステップ108は、符号化されるブロックのためにチャンネル符号化を実行することから成る。従って、このステップの後では、符号化されたブロックの集合が、各々のTTIインターバルで得られる。典型的には、同じ集合の符号化されるべき各々のブロックは、別々に符号化され、結果のブロックは相互に連結されて、単一の符号化されたブロックが形成される。従って、符号化されたブロックは、幾つかのトランスポート・ブロックに対応することができる。一連のトランスポート・ブロック集合がトランスポート・チャンネルを構成するように、一連の符号化されたトランスポート・ブロックは、符号化トランスポート・チャンネルと呼ばれる。次に、このように符号化されたチャンネルは、アップリンクが関係しているかダウンリンクが関係しているかに依存して、異なった順序に従ってレート・マッチングされ、インタリーブされ、区分される。

【0013】図1に示されるアップリンクの場合、110で参照されるステップで、符号化トランスポート・チャンネルが、関連したTTIインターバルで最初にインタリーブされ、次に、112で参照されるステップで区分され、最後に、114で参照されるステップでレート・マッチングされる。区分動作の間に、符号化されたトランスポート・ブロックの集合は、関連したチャンネルのTTIインターバルに存在する無線フレームの数と同じ数のデータ・セグメントへ区分される。各々のデータ・セグメントは、それ自身の多重化フレームに関連づけられる。

【0014】図2で示されるダウンリンクの場合、符号化されたトランスポート・チャンネルは、先ずレート・マッチングされ(116)、次にインタリーブされ(120)、最後に区分される(122)。注意すべきは、このリンクにおいて、固定位置トランスポート・チャンネル

の場合に、レート・マッチング116が、DTXシンボル挿入ステップ118によって先行されることである。

【0015】図1及び図2を再び参照すると、異なったトランスポート・チャンネルが、複合チャンネルを形成するために、エンコーディング、区分、インタリーブ、及びレート・マッチングの後のステップ124で相互に多重化される。この多重化ステップ124は、多重化フレームと呼ばれるデータ・ブロックを周期的に発生する。多重化フレーム発生期間は、通常、1つの無線フレームに対応する。多重化フレームの連続は複合チャンネルを構成する。多重化されたトランスポート・チャンネルのビット・レートが変動するにつれて、このステップ124の後に得られた複合チャンネルのビット・レートも変動する。物理チャンネルの容量は制限されているので、この複合チャンネルを搬送するのに必要な物理チャンネルの数は、1よりも大きい。必要とされる物理チャンネルの数が1より大きいとき、この複合チャンネルを物理チャンネルへ区分するステップ126が設けられる。例えば、2つの物理チャンネルの場合、この区分ステップ126は、1つのシンボルを第1の物理チャンネルDPDCH#1へ、1つのシンボルを第2の物理チャンネルDPDCH#2へ、交互に送ることから成る。

【0016】次に、得られたデータ・セグメントは、130で参照されるステップでインタリーブされ、次に、132で参照されるステップで、対応する物理チャンネルへ伝送される。この最後のステップは、伝送されるシンボルのスペクトラム拡散変調から成る。

【0017】物理チャンネルの制約のため多重化フレームで利用可能なシンボルの数 N_{data} は、ダウンリンクでは半静的(semistatic)であり、アップリンクでは動的である。レベル1レイヤが、特にトランスポート・チャンネルのビット・レート変動(即ち、トランスポート・フォーマットの変動)に依存して、多重化フレームごとに、又はTTIインターバルごとに、自発的に或る数量を変更できないとき、その数量は半静的と呼ばれる。半静的でないものは、動的と呼ばれる。今後、このシンボル数 N_{data} は、複合チャンネルの利用可能なビット・レートを指す。従って、物理チャンネル区分ステップ126の後の物理チャンネルの数は、ダウンリンクでは半静的であり、アップリンクでは動的である。

【0018】前述したように、第三世代移動無線システムの問題の1つは、サービス品質(QoS)に関して同じ要件を有しない無線インタフェース・サービスで効率的に多重化することである。レート・マッチング・ステップ(114, 116)によって、これから説明するように、この多重化を最適化することができる。サービス品質の差とは、特に、各々のトランスポート・チャンネルに特定されたサービス品質を確保するように、異なったチャンネル符号化及びインタリーブを有するそれぞれのトランスポート・チャンネルを使用することを意味す

る。トランスポート・チャンネルのサービス品質は、次の中の少なくとも1つの規準によって定義される。

【0019】— 最大伝送遅延(従って、TTIインターバル最大持続時間)

— ビット誤り最大率(BER)、及び/又は

— トランスポート・ブロック誤り最大率(BLER) 符号化されたシンボルの集合が、エンコーディングに依存して十分な平均 E_b/I 比を有するとき、ビット誤り率は十分に低い。 E_b/I 比は、各々の符号化されたシンボルの平均エネルギー(E_b)と、干渉の平均エネルギー(I)との比である。レート・マッチング・ステップ(114, 116)は、異なったサービス品質を有するトランスポート・チャンネルの間で E_b/I 比をバランスさせるステップである。到着するビット誤り率BERは、この E_b/I 比に依存する。実際に、エンコーディング108の逆の動作に対応するデコーディング動作を実行しているチャンネル・デコーダについては、デコーダ入力における E_b/I 比が高くなれば、それだけ出力ビット誤り率は低くなる。

【0020】CDMAタイプの多元接続の場合、システムの容量は干渉レベルによって直接制限される。なぜなら、空間又は時間で分離されていない幾つかのエンティティは、同じ搬送波周波数で同時に伝送することができるからである。従って、システムの容量を最大にするため、各々の符号化トランスポート・チャンネルは、最小の E_b/I 比を有しなければならないが、そのサービス品質を維持するために十分な E_b/I 比でなければならない。レート・マッチング・ステップ(114, 116)によって、この E_b/I 比の最小化が可能になる。なぜなら、それによって、異なったトランスポート・チャンネルは、半静的に決定された比に従って、異なった E_b/I を受け取ることができるからである。

【0021】このレート・マッチング・ステップ(114, 116)の間に、 RF_i レート・マッチング比が各々のトランスポート・チャンネル i へ適用される。その場合、レート・マッチングの前にシンボル・カウント X_k を有し、レート・マッチングの後にシンボル・カウント Y_k を有する各々のブロック k について、 Y_k は、 RF_i レート・マッチング比が、丸めを除いて、比 Y_k/X_k に等しくなるような値である。レート・マッチングの後に、平均 E_b/I 比は、マッチング比 RF_i によって乗算されている。

【0022】 E_b/I 比のバランスは、様々な符号化トランスポート・チャンネルのそれぞれのマッチング比 RF_i の割合を確立するだけである。それは、レート・マッチング比 RF_i の絶対値を強制するものではない。従って、レート・マッチング比 RF_i の必要な集合が、今後はスケール・ファクタ L_F と呼ばれる乗算ファクタを除いて、決定されなければならない。異なったトランスポート・フォーマットのコンビネーションを考慮に入

れて、マッチング比 RF_i の下限は、トランスポート・チャネルのエンコーディングが許容できる最大パンクチャリング・レートによって確立され、その上限は、通信へ割り振られた物理チャネルによって複合チャネルへと

$$RF_i = LF \cdot RM_i$$

ここで、

— 集合 $\{RM_i\}$ は、異なったレート・マッチング属性 RM_i の間の割合が、各々の到着する符号化トランスポート・チャネルの E_b/I の間の所望の割合に対応するようなものである。マッチング属性 RM_i は、各々のトランスポート・チャネルに特定された最大パンクチャリング・レート及び利用可能レート N_{data} によって、それぞれレート・マッチング比に課された下限及び上限を考慮に入れない。

【0024】— LF は、スケール・ファクタである。スケール・ファクタ LF は、全ての符号化トランスポート・チャネルに対して同じである。

【0025】3GPPグループによって提案された電気通信システムにおいて、レート・マッチングは、アップリンクとダウンリンクとは、同じようには行われない。アップリンクでは、連続的に伝送することが決定された。なぜなら、不連続の伝送は、移動局の出力でピーク対平均無線周波パワー比を悪化させるからである。従って、この比は、できるだけ1に接近するようにされる。アップリンクでは、連続的に伝送することが必要であるから、

【0026】

未知数 $\{Y_k\}_{k \in MBS(j)}$ を有する次の系が得られる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \forall k \in MBS(j) \quad Y_k \approx LF \cdot RM_{i(k)} \cdot X_k \\ \sum_{k \in MBS(j)} Y_k = N_{data} \\ LF \geq LFMIN_n \\ N_{data} \in \{N_1, \dots, N_R\} \end{array} \right. \quad (2)$$

【0031】ここで、 $I(k)$ は、ブロック・タイプ k を発生するトランスポート・チャネルを指す。

【0032】 $\{N_1, N_2, \dots, N_R\}$ によってマークされる集合から利用可能ビット・レート N_{data} を選択する規則は、系(2)を明白に解くために3GPPのドキュメンテーションで与えられる。

【0033】従って、アップリンクでは、符号化トランスポート・チャネル i のレート・マッチング比 RF_i は、トランスポート・フォーマット・コンビネーションの変動に依存して動的に変動する。

【0034】図2によって示されるダウンリンクでは、ピーク対平均無線周波パワー比は、いずれの場合でも非常に貧弱である。なぜなら、基地局は幾つかのユーザへ同時に伝送しており、これらのユーザに対する信号は、建設的又は破壊的に結合され、ネットワークによって伝送される無線周波パワーの広い変動を引き起こすからで

えられた利用可能ビット・レート N_{data} によって確立される。従って、次のように書くことができる。

【0023】

(1)

【数1】

$$\text{比 } Y_k / X_k \approx RF_i$$

【0027】は、多重化フレームごとに変動することができる。実際に、 $MSB(j)$ が、所与のトランスポート・フォーマット・コンビネーション j について符号化ブロック・タイプの集合を指すものとすれば、レート・マッチングの後のブロック・サイズの合計

【0028】

【数2】

$$\sum_{k \in MBS(j)} Y_k$$

【0029】は、利用可能ビット・レート N_{data} と正確に等しくなければならない。利用可能ビット・レート N_{data} は、アップリンクにおける物理チャネル・フォーマットに依存する或る所定の値 N_1, N_2, \dots, N_R （ここで、 $N_1 < N_2 < \dots < N_R$ ）だけを有することができる。具体的には、このフォーマットは、拡散ファクタ及びマルチコード伝送に使用される符号の数によって定義される。各々のコンビネーション j について、

【0030】

【数3】

ある。従って、ダウンリンクの場合、異なったトランスポート・チャネルの間で E_b/I 比をバランスさせることは、半静的比レート・マッチング（即ち、実際には半静的 LF ）を用いてなされること、及び多重化フレームは、DTXシンボルと呼ばれるダミー・シンボルを用いて完結されることが決定された。DTX（不連続伝送）シンボルは、データ・シンボルの可能な値から区別される一定の値を有するシンボルである。DTXシンボルはゼロ・エネルギーで伝送され、いかなる情報も搬送しない。事実として、それらは実のシンボルではなく、不連続伝送インディケータである。そのようなDTXシンボルは、ステップ118でTTIインターバルごとに、又はステップ128で多重化フレームごとに、動的に挿入される。このリンクでは、使用される LF ファクタは半静的であり、複合チャネルのビット・レートが最大になるとき挿入されるDTXシンボルの数を最小にするた

め、複合チャネルが形成されるときに一度だけ決定される。事実として、この手法は、最悪の場合にピーク対平均無線周波パワー比の悪化を制限するためのものである。

【0035】従って、アップリンクとダウンリンクとの差異は、アップリンクでは、利用可能ビット・レート N_{data} が得られるまで多重化フレームを完結するためにレート・マッチングが動的であるのに対し、ダウンリンクでは、レート・マッチングが半静的であり、多重化フレームを完結するためにDTXシンボルが動的に挿入されることである。

【0036】前述したように、多重化フレームごとの区分ステップ(112、122)は、各々の符号化及びインタリーブされたトランスポート・チャネルの上で実行される。実際に、後者のステップ(112、122)の前に、全ての動作がTTIインターバルごとに実行される。それにも拘わらず、2つの異なったトランスポート・チャネルは、異なったTTIインターバル持続時間を有することができる。異なったダウンストリーム・トランスポート・チャネルを多重化するステップ124を実行するために、1つの多重化フレームに対応する期間へ下ることが必要である。この期間は、通常、無線フレーム(10ms)である。これは、まさに多重化フレームごとの区分ステップ(112、122)の目的である。共通期間の F_i 倍だけ継続するTTIインターバルを有するトランスポート・チャネル i の場合、 n 個のシンボルを含むブロックは、大まかに

【0037】

【数4】

$$\left\lceil \frac{n}{F_i} \right\rceil \text{又は} \left\lceil \frac{n}{F_i} \right\rceil$$

【0038】のサイズを有する F_i 個のブロックへ区分される。

【0039】

【数5】

$$\lfloor x \rfloor \text{及び} \lceil x \rceil$$

【0040】は、それぞれ x より小さいか等しい最大の整数、及び x より大きい等しい最小の整数を指すことを想起されたい。

【0041】前述したように、ダウンリンクでDTXシンボルを挿入することは、TTIインターバルごと(ステップ118)、多重化フレームごとに(ステップ128)実行される。各々のTTIインターバルへDTXシンボルを挿入することによって、各々のトランスポート・チャネルで固定位置を有することができる。ここで、固定とは、この位置が多重化フレーム内で伝送される各々のトランスポート・チャネルのセグメントのペイロードに依存しないことを意味する。従って、移動局

は、これらのトランスポート・チャネルの各々のペイロードについて明白な表示なしに、又は、もっと正確には、それらの現在のトランスポート・フォーマットの表示なしに、異なったトランスポート・チャネルをデマルチプレクスすることができる。全ての多重化フレームが、トランスポート・チャネルの所与のTTIインターバルで受け取られたとき、移動局は、逐次の試行を介して、考慮されているTTIインターバルのためにトランスポート・フォーマットを決定しようと試みる。この手法は、普通、ブラインド・レート検出(BRD)手法、更に正確には、ブラインド・トランスポート・フォーマット検出手法と呼ばれる。このようにして、システム容量は最適化される。なぜなら、ネットワークは、各々のトランスポート・チャネルのために、及び各々の多重化フレームのために、明白な現在のビット・レート又はトランスポート・フォーマットの表示を伝送する必要はないからである。残念ながら、この手法は、各々のトランスポート・チャネルの可能なビット・レートの数が高いとき、及び各々のトランスポート・チャネルのビット・レートも低い(例えば、32kビット/秒よりも小さい)ときのみ、適用可能である。

【0042】ビット・レート表示が多重化フレームのために存在する場合には、トランスポート・チャネルに対する柔軟位置を、許容される複雑度で想定することができる。注意すべきは、そのようなビット・レート表示は、複合チャネルでは伝送されず、複合チャネルを搬送している物理チャネルに関連づけられた物理制御チャネルで伝送されることである。その場合、DTXシンボルの挿入は、トランスポート・チャネル多重化ステップ124の後で多重化フレームごとに実行される。図2において、DTXシンボルの挿入128は、もっと正確には第2のインタリーブ・ステップ130の前に実行される。挿入は、DTXシンボルが、伝送時に各々のタイム・スロットヘグループにされるようにして実行される。これは、更に、各々のタイム・スロット内のDTXシンボルの数が、ほぼ等しくなるように実行される。従って、まずまずの時間ダイバーシティを得ることができる。

【0043】システム・アップリンク及びダウンリンクの、このアーキテクチャに基づいて、圧縮モードは、4つの異なった方法で作出することができる。

- ・容器のサイズを増大することによって、
- ・内容のサイズを減少することによって、
- ・内容の配分を変更することによって、又は
- ・トランスポート・ブロックの伝送を延期することによって。

【0044】容器のサイズを増大することは、1つの無線フレームについて物理チャネルの集合の総体ビット・レートを増大することと同じである。例えば、総体ビット・レートは、CDMAテクノロジーによって使用される

拡散ファクタを半分にすることによって増大する。代替的に、使用される物理チャネルの数を増大することができる。これは、減少する拡散ファクタを4より小さくすることはできないので、必要であるかも知れない。ダウンリンクでは、これは符号不足の問題を提起する。実際に、相互に直交な符号が、各々のユーザ信号のスペクトラムを拡散するためにダウンリンクで使用される。実際に、直交性は、干渉を拒絶するために必要な特性である。

【0045】普通はOVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor、即ち、直交可変拡散ファクタ) の用語で呼ばれる直交符号は、ツリーに従って分類することができる。その場合、拡散ファクタは、ルートからツリー分岐へのパスの上にある各々のノードで、2を乗算される。従って、拡散ファクタは符号長に比例する。OVSF符号の再帰的発生は、次のように実行される。即ち、長さLの符号Cは、ツリー内で2倍長2Lの2つのチャイルド符号を有する。2つのチャイルド符号は、前者のためにはCをそれ自身と連結し(CC)、後者のためにはCをその補数と連結する

【0046】

【数6】

(C \bar{C})

【0047】ことによって得られる。このツリー分類は、符号発生のためだけでなくユーザ符号の選択にも有用である。実際に、このツリーは、もし1つの符号がユーザによって使用されるならば、この符号の全ての祖先符号及び全ての子孫符号が、他のユーザに対して禁止されるように、符号間の直交関係を定義する。そうでなければ、ユーザ間の直交関係は混乱する。従って、そのような解決法は、ダウンリンクの場合に符号不足の問題を提起する。

【0048】更に、この問題は、符号が保存されるだけで伝送に使用されないときにも存続する。これは、圧縮モードにおける伝送ギャップの間に起こる。更に、この問題は、保存された符号が低い拡散ファクタを有するとき増大する。実際に、符号の拡散ファクタが低くなれば、それだけこの符号はツリー・ルートに接近し、その禁止された子孫符号の数は大きくなる。ユーザの拡散ファクタを半分にすることによって、ノードはツリー・ノードの方へ移動し、禁止される子孫符号のサブツリーのサイズは2倍になり、従って、OVSF符号の欠乏問題が増大することは容易に分かるであろう。

【0049】この圧縮モードを実施する他の方法は、十分な数のシンボルをバンクチャすることによって、内容のサイズを減少することである。この方法は、3GPPのドキュメンテーションでは、まだ完全に説明されていないが、現在、トランスポート・チャネルの多重化ステップ124の後に、追加のバンクチャリング・ステップを加えることが想定されている。しかし、この方法は、

伝送チェーンの中に追加のバンクチャリング・ステップの位置が与えられたと仮定して、異なったチャネル・エンコーディング108に依存してバンクチャリング・パターンを最適化することは困難であるという欠点を有する。

【0050】この圧縮モードを形成する他の方法は、DTXシンボルをグループにして伝送ギャップを形成するように、複合チャネル内のデータ・シンボル位置を変更することから成る。今後、この方法は、DTXシンボル・グルーピング方法と呼ばれる。ダウンリンクの場合、この解決法は、トランスポート・チャネルの柔軟位置を得るため、DTXシンボルを含む複合チャネルへ適用される。実際に、この場合、レート・マッチングは静的に実行され、DTXシンボルは、多重化フレームを完結するために使用される。柔軟位置トランスポート・チャネルの場合、そのようなシンボルは、例えば多重化フレームの終わりに付け加えられる。その場合、この解決法は、伝送ギャップを形成するように、無線フレーム内の或る期間にわたって、そのようなDTXシンボルをグループにすることから成る。

【0051】残念ながら、この解決法は、トランスポート・チャネル柔軟位置を有するダウンリンクへのみ適用される。固定位置トランスポート・チャネルの場合、全てのDTXシンボルは、伝送ギャップの形成に寄与しない。トランスポート・チャネルの位置を固定するDTXシンボルは、ステップ118で挿入され、無線フレーム内でグループにされない。実際に、そのようなDTXシンボルをグループにすることは、トランスポート・チャネルの位置を柔軟にすることと同じであろう。従って、DTXシンボルをグループにすることによって形成できる伝送ギャップのサイズは減少する。このDTXシンボル・グルーピング方法の他の欠点は、圧縮モードで伝送される多重化フレームのトランスポート・フォーマット・コンビネーションに依存して、挿入されるDTXシンボルの数が、多かれ少なかれ大きくなることである。従って、もし、圧縮モードの間に、より高レベルのレイヤによって何も伝送されないことが起これば、本方法は有利に使用されよう。他方、もし、圧縮モードの間に、大量のデータを伝送する必要があるれば、この方法の影響は、無効にはならないにしても減少するであろう。

【0052】最後に、この圧縮モードを実施する他の解決法は、或るトランスポート・ブロックの伝送を延期することである。説明を通して、この解決法はデータ伝送延期方法と呼ばれるであろう。この解決法は、比較的長い伝送遅延に耐えることができる非リアルタイム・サービスへのみ適用される。事実として、この方法は、圧縮モード・フレームの包含に関連するトランスポート・チャネルのTTIインターバルの間に許されるトランスポート・フォーマット・コンビネーションの集合を変更することから成り、このトランスポート・チャネルに許

容されるトランスポート・フォーマットによって、ノーマル・モードにおけるよりも少ないデータを伝送できるようにする。これは、圧縮モード多重化フレームを含む T T I インターバルの間に伝送されるべきであったデータが除去されることを意味するものではなく、単に伝送が延期されることを意味する。

【0053】この方法は図6に示される。図6は、トランスポート・チャンネルBについて、図5と比較されるべきである。図5及び図6は、同じデータ・トラフィックを示す。図6では、4番目の無線フレームが圧縮モードにある。集合B₁のトランスポート・ブロックの1つの伝送が延期される。それは、無線フレーム8、9、10、及び11の間で伝送されるだけである。この方法の主な欠点は、それが長い遅延を許容する非リアルタイム・サービスへのみ適用されることである。

【0054】本発明の目的は、固定又は柔軟なサービス位置を使用して、そのようなサービスがリアルタイムであるかどうかに関わらず、電気通信システムのアップリンク及びダウンリンクの双方へ適用可能であり、且つパンクチャリング・レートが増大するときパンクチャリング・パターンを最適化することができる方法を提供することによって、前述した欠点の全て又は一部分を補償することである。

【0055】

【課題を解決するための手段】更に、本発明の主題は、少なくとも2つのトランスポート・チャンネルを含む複合チャンネルに影響する圧縮モードを発生する方法である。前記トランスポート・チャンネルの各々は、少なくとも1つのそれぞれの伝送時間インターバルで少なくとも1つのデータ・ブロックを伝送し、前記伝送時間インターバルの各々は、前記トランスポート・チャンネルの各々に特定された持続時間を有し、前記トランスポート・チャンネルの少なくとも2つは、異なった持続時間の伝送時間インターバルを有し、前記方法は、前記トランスポート・チャンネルの少なくとも1つのデータを時間区分するステップを含み、前記時間区分ステップは、前記データ・ブロックをデータ・セグメントへ区分し、前記データ・セグメントの各々は、それぞれ前記伝送時間インターバルの時間セグメントに関連づけられ、前記時間セグメントは、前記複合チャンネルのトランスポート・チャンネルに共通の期間を構成し、前記区分ステップは、同じトランスポート・チャンネルのために、少なくとも1つの区分係数に依存して決定されるデータ・カウントを、前記データ・セグメントの各々へ割り当てること、及び前記区分によって割り当てられた同じデータ・ブロックからの前記データ・セグメントの少なくとも2つが、異なったデータ・カウントを有することとを特徴とする。

【0056】本発明に従えば、区分ステップ(112、122)を変更することによって、圧縮モード多重化フレームのためにトランスポート・チャンネルの内容を縮小

することが選択される。具体的には、圧縮モード多重化フレームのために、より小さなデータ・セグメントを発生し、このセグメントの消失データを、関連したT T I インターバルの他のセグメントへ分散する備えがなされる。時間セグメントは、ステップ112及び122で区分されたデータを伝送するために必要な期間であって、多重化ステップ124の終わりににおける期間に対応する。

【0057】好ましくは、区分係数は、少なくとも1つのシナリオの集合に依存して決定され、シナリオの各々は、少なくとも1つのトランスポート・チャンネルの少なくとも1つの可能なビット・レートによってパラメータ化される。

【0058】それがC D M Aタイプの多元接続テクノロジーを使用する電気通信システムで実施されるとき、本発明に従った方法は、更に、前記複合チャンネルにおけるトランスポート・チャンネルのビット・レートをバランスさせることのできるレート・マッチング・ステップを含む。レート・マッチング比が、前記トランスポート・チャンネルの各々へ適用され、前記レート・マッチング比は、前記トランスポート・チャンネルに特定されたレート・マッチング属性とスケール・ファクタとの積に等しく、前記スケール・ファクタは、前記トランスポート・チャンネルの集合に共通であり、前記スケール・ファクタは、前記時間セグメントの各々で一定であり、また、少なくとも2つの時間セグメントで少なくとも2つの異なった値を有することができ、前記少なくとも2つの異なった値の第1のものは、圧縮モードに関連づけられ、前記少なくとも2つの異なった値の第2のものは、いわゆるノーマル・モードに関連づけられる。その場合、前記レート・マッチング・ステップは、前記電気通信システムの少なくとも1つの移動局から、少なくとも1つの基地局へ実施される。

【0059】更に、本方法は、前記複合チャンネルにおけるトランスポート・チャンネルのビット・レートをバランスさせることのできるレート・マッチング・ステップを含むことができる。レート・マッチング比が、前記トランスポート・チャンネルの各々へ適用され、前記レート・マッチング比は、前記トランスポート・チャンネルに特定されたレート・マッチング属性とスケール・ファクタとの積に等しく、前記スケール・ファクタは前記トランスポート・チャンネルの全てに共通であり、少なくとも2つのインターバル、いわゆるグローバル・インターバルが、前記トランスポート・チャンネルの全てについて定義され、前記グローバル・インターバルの持続時間は、前記トランスポート・チャンネルに関連づけられた前記伝送時間インターバルの各々の持続時間の倍数であり、前記スケール・ファクタは、各々のグローバル・インターバルで一定であり、また、少なくとも2つのグローバル・インターバルで少なくとも2つの異なった値を有するこ

とができ、前記少なくとも2つの異なった値の第1のものは、圧縮モードに関連づけられ、前記少なくとも2つの異なった値の第2のものは、いわゆるノーマル・モードに関連づけられる。その場合、前記レート・マッチング・ステップは、前記電気通信システムの少なくとも1つの基地局から少なくとも1つの移動局へ実施される。

【0060】他の特徴に従えば、本発明の方法は、

- ・ 更に、

- 同ビットランスポート・チャンネルについて前記区分係数の分散を最小にし、

- 前記圧縮モード・スケール・ファクタ (L F₀) を最大にするステップを含むグループに属する標準の少なくとも1つに従って、前記区分係数を計算するステップを含む、

- ・ また、

- 前記少なくとも1つのデータ・セグメントを圧縮モードで含むデータの少なくとも一部分の伝送を延期し、
- 前記少なくとも1つのデータ・セグメントを圧縮モードで含む少なくとも1つのデータ・ブロックについて、区分される前記ランスポート・チャンネルに関連づけられた少なくとも1つの伝送時間インターバルのために、公称ビット・レート・モード、及び公称ビット・レートよりも低い少なくとも1つの低減ビット・レートのモードの中からソース・エンコーディング・モードを選択するステップを含むグループに属するステップの1つを含む。

【0061】有利には、前記グローバル・インターバルがデータ・セグメントを圧縮モードで含まないときの第1の集合、又は前記グローバル・インターバルが少なくとも1つのデータ・セグメントを圧縮モードで含むときの第2の集合から、スケール・ファクタが選択される。前記第1の集合は単一の要素を含み、前記第2の集合は圧縮構成の各々のための要素を含み、前記圧縮構成の各々は、一方では、対応するグローバル・インターバルの圧縮モード時間セグメントの数によって定義され、他方では、圧縮モードにおける前記時間セグメントの各々に関連づけられた少なくとも1つの圧縮レートによって定義され、前記圧縮レートは、前記複合チャンネルのために、圧縮モードにおける所与の時間セグメントで利用可能なデータ・カウントと、ノーマル・モードにおける前記所与の時間セグメントで利用可能なデータ・カウントとの比を表す。

【0062】本発明の他の主題は、少なくとも2つのランスポート・チャンネルを含む複合チャンネルに影響する圧縮モードを発生する装置である。前記ランスポート・チャンネルの各々は、少なくとも1つのそれぞれの伝送時間インターバルで少なくとも1つのデータ・ブロックを伝送し、前記伝送時間インターバルの各々は、前記ランスポート・チャンネルの各々に特定された持続時間を有し、前記ランスポート・チャンネルの少なくとも2つ

は、異なる持続時間の伝送時間インターバルを有し、前記装置は、前記ランスポート・チャンネルの少なくとも1つのデータを時間区分する手段を含み、前記時間区分手段は、前記データ・ブロックをデータ・セグメントへ区分し、前記データ・セグメントの各々は、それぞれ前記伝送時間インターバルの時間セグメントに関連づけられ、前記時間セグメントは、前記複合チャンネルのランスポート・チャンネルに共通の期間を構成し、前記区分手段は、同ビットランスポート・チャンネルのために、少なくとも1つの区分係数に依存して決定されるデータ・カウントを、前記データ・セグメントの各々へ割り当てること、及び割り当てられた同じデータ・ブロックからの前記データ・セグメントの少なくとも2つが、異なるデータ・カウントを有することを特徴とする。

【0063】本発明の他の主題は、電気通信システムの基地局及び移動局であって、その各々は、少なくとも複合チャンネル伝送手段、及び前に定義したような装置を含む。

【0064】本発明の他の主題は、少なくとも2つのランスポート・チャンネルを含む複合チャンネルに影響する圧縮モードを発生する装置である。前記ランスポート・チャンネルの各々は、少なくとも1つのそれぞれの伝送時間インターバルで少なくとも1つのデータ・ブロックを伝送し、前記伝送時間インターバルの各々は、前記ランスポート・チャンネルの各々に特定された持続時間を有し、前記ランスポート・チャンネルの少なくとも2つは、異なる持続時間の伝送時間インターバルを有し、前記装置は、前記ランスポート・チャンネルの少なくとも1つのために、データ・セグメント連結手段を含み、前記データ・セグメントは同じ伝送時間インターバルで受け取られ、前記連結手段は前記データ・セグメントをデータ・ブロックへ連結し、前記データ・セグメントの各々は、それぞれ前記伝送時間インターバルの時間セグメントに関連づけられ、前記時間セグメントは、前記複合チャンネルのランスポート・チャンネルに共通の期間を構成し、同ビットランスポート・チャンネルのために、同じ伝送時間インターバルの間に前記連結手段の入力で受け取られた前記データ・セグメントの少なくとも2つが、異なるデータ・カウントを有することを特徴とする。

【0065】本発明の他の主題は、電気通信システムの基地局及び移動局であって、それらの各々は、少なくとも2つのランスポート・チャンネルを含む複合チャンネルを受け取る手段、及び前に定義したような装置を少なくとも含む。

【0066】本発明の他の特徴及び利点は、添付の図面を参照して以下の詳細な説明を熟読することによって明らかになるであろう。

【0067】

【発明の実施の形態】本発明に従えば、圧縮モードにおける多重化フレームのサイズは、区分ステップ (11

2、122)を変更することによって縮小される。説明を通して、この方法は、多重化フレーム不均等区分方法と呼ばれるであろう。

【0068】実際に、特定されている第三世代電気通信システムにおいて、多重化フレーム区分ステップ(112、122)は、1つのシンボルを除いて、同じサイズを有するデータ・セグメントを発生する。従って、例えば、800個の符号化シンボルを40msのTTIインターバルで伝送するとすれば、これら800個のシンボルは、200個のシンボルをそれぞれ含む4つのセグメントへ区分される。次に、これらセグメントの各々は、1つの多重化フレームで伝送される。これら4つのセグメントの全ては同じサイズを有する。これは均等区分と呼ばれる。もし伝送されるシンボルの数が4の倍数でなければ、又は、もっと一般的に、符号化トランスポート・チャンネルのTTIインターバルにおける多重化フレームの数の倍数でなければ、区分は擬似均等と呼ばれる。即ち、区分から生じるデータ・セグメントは、1つのシンボルを除いて等しい。例えば、もし799個のシンボルを含むブロックが、4つのセグメントへ区分されるとすれば、200個のシンボルを含む3つのセグメント、及び199個のシンボルを含む1つのセグメントが、区分の後に得られるであろう。

【0069】本発明に従えば、不均等区分は、圧縮モードで無線フレームに関連づけられたデータ・セグメントが、他のデータ・セグメントに有害な、より小さなサイズを有するように行われる。

【0070】この方法は図6に示される。図6は、図5(従来技術の既知の解決法)と比較されるべきである。この方法は、符号化トランスポート・チャンネルAに適用される。図6において、番号4の無線フレームは圧縮モードにある。この例の場合、理解を容易にするために、各々のバーチャート・バーは、ここでは最初のインタリービング・ステップ(110、120)の後のデータ・ブロックの負荷を表し、トランスポート・ブロック集合の負荷を表すものではないことに注意されたい。

【0071】これらの図で、最初のインタリービング動作からインタリーブされた A_0 に対応するブロックは、無線フレーム0~7の間に伝送される。それは3つのトランスポート・ブロックの集合から来る。図5の場合、このインタリーブされたブロックは、1つのシンボルを除いて均等な8つのデータ・セグメントへ均一に区分され(112、122)、各々のデータ・セグメントは、無線フレーム0~7の1つに関連づけられる。図6の場合、インタリーブされたブロック A_0 は、不均一に区分され、区分ステップ(112、122)の終わりに、図5の対応するセグメントと比較して、より小さな無線フ

レーム4に関連づけられたセグメントを含む。無線フレーム0、1、2、3、及び5、6、7に関連づけられた他のセグメントは、図5の対応するものと比較して、より大きい。

【0072】この方法によって、圧縮モードにあると想定される無線フレーム(例えば、図6のフレーム4)の間に、より少ないデータが伝送されるが、関連するTTIインターバルの他の無線フレーム(この場合、トランスポート・チャンネルについて、図6のフレーム0~3及び5~7)の間に、より多くのデータを伝送する必要がある。それにも拘わらず、複合チャンネルのビット・レートが既に最大に達しているとき、他のTTIインターバル無線フレームで、より多くのデータを伝送することは不可能である。特に、ダウンリンクの場合に、そうである。実際に、ダウンリンクのスケール・ファクタLFは、複合チャンネルが最大のビット・レートに達しているとき、挿入されるDTXシンボルの数を最小にするように定義される。従って、不均等区分方法を他の圧縮方法と組み合わせることが有利である。

【0073】不均等区分方法を、補足方法と組み合わせる利点は、各々のトランスポート・チャンネルについて、1つの無線フレームだけに関してではなく、TTIインターバルの全体にわたって、圧縮が分散されることである。従って、トランスポート・チャンネルのサービス品質を維持するために必要な複合チャンネル伝送パワーの増大は、より小さくなる。なぜなら、それは、より長く続くからである。これはアップリンクの場合に特に有利である。なぜなら、移動局は、制限された伝送パワーを有するからである。

【0074】例えば、多重化フレーム不均等区分方法を、レート・マッチング圧縮モード発生方法と組み合わせることが有利である。この補足方法は、ダウンリンクからアップリンクを区別して、この後で説明される。

【0075】アップリンクの場合、多重化フレーム不均等区分を補足するためにレート・マッチングによって圧縮モードを作り出す方法は、圧縮モード・フレームのためにLF値を減少することから構成される。圧縮レートは、圧縮モードにおける多重化フレーム(時間セグメント)のシンボル数と、ノーマル・モードにおける同じ多重化フレーム(時間セグメント)のシンボル数との比である。従って、多重化フレームの圧縮レート β を得るために必要な全てのことは、方程式の系(2)で、 N_{data} を $\beta \cdot N_{data}$ で置換することである。従って、下記の方程式の系(2b)が得られる。

【0076】

【数7】

$$\left\{ \begin{array}{l} \forall k \in \text{MBS}(j) \ Y_k \approx LF \cdot RM_{I(k)} \cdot X_k \\ \sum_{k \in \text{MBS}(j)} Y_k = \beta \cdot N_{\text{data}} \\ LF \geq LF_{\text{MIN}_n} \\ N_{\text{data}} \in \{N_1, \dots, N_R\} \end{array} \right. \quad (2b)$$

【0077】集合 $\{N_1, \dots, N_R\}$ から選択された利用可能レート N_{data} は、圧縮モード及びノーマル・モードで、必ずしも同じではないことに注意されたい。従って、集合 $\{N_1, \dots, N_R\}$ から利用可能レート N_{data} を選択する規則が、圧縮モードのために N_{data} の増大を強制しないときにのみ、圧縮モードを作り出すために、スケール・ファクタ LF が低減される（例えば、もし、 N_{data} がノーマル・モードで既に最大、即ち、 $N_{\text{data}} = N_R$ に達しているために、これが不可能であるか、又は、これは必要な物理チャネルの数の増大を必要とするので、もし圧縮モードのために N_{data} を増大するのではなく、より多くをバンクチャしながら、同じ N_{data} を保持することが好ましいのであれば）。

【0078】本発明に従えば、ダウンリンクの場合、多重化フレーム不均等区分を補足するためレート・マッチングによって圧縮モードを作り出す方法は、最長のトランスポート・チャネル TTI インターバルに対応する期間にスケール・ファクタ LF を変更することから構成される。このインターバルは、今後、グローバル・インターバルと呼ばれる。この補足方法の更なる詳細は、本出願人のために本出願と同日に出願された「Procédé d'équilibrage de débit entre des canaux de transport de données, dispositif, station de base et station mobile correspondants」と題するフランス特許出願を参照することができる。

【0079】従って、ファクタ LF は、グローバル・インターバルが圧縮モードで多重化フレームを含むとき、値 LF_c に等しく、含まないとき、値 LF_n に等しい。本出願を通して、この方法は、グローバル・インターバル・レート・マッチング方法と呼ばれる。

【0080】想起されることは、従来技術のレート・マッチング 116 が、最初のインタリービング・ステップ 120 の前に実行されるように半静的比を有することである。従って、バンクチャされるシンボルの位置、即ち、バンクチャリング・パターンは、チャネル符号化 108 に関して容易に最適化される。実際に、連続したシンボルのあまりに多くをバンクチャするのは、避けることが好ましい。更に、レート・マッチングが反復によって実行され ($RF_i > 1$)、バンクチャリングによって実行されない ($RF_i < 1$) とき、最初のインタリービング・ステップ 120 の前に、そのようにすることが好ましい。なぜなら、反復されるシンボルは、インタリービング動作によって相互から離されるからである。半静的比のレート・マッチングについて既に言及した他の

利点は、それがブラインド・レート検出又は BRD を可能にすることである。実際に、マッチング比 RF_i が半静的であるとき、トランスポート・フォーマットを知ることなく、アプライオリにデマルチプレクスを実行することができる。このグローバル・インターバル・レート・マッチング方法によって、レート・マッチングとインタリービングとのステップ順序を変更する必要がなく、従って、前述した利点が維持される。

【0081】グローバル・インターバル・レート・マッチング方法は図 7 に示される。図 7 は、図 5 と比較されるべきである。図 7 では、番号 4 の無線フレームが圧縮モードにあると仮定される。バーチャートは、ここでは、レート・マッチング後のシンボルの数で負荷を表したものと解釈されたい。図 7 の理解を容易にするため、この図では、圧縮前の図 5 のバーチャート・バー 602 が、レート・マッチングによる圧縮後のバーチャート・バー 604 の背後へ移されている。

【0082】番号 4 のフレームは、トランスポート・チャネル A については、 A_0 とマークされた集合に対応する TTI インターバルに含まれ、トランスポート・チャネル B については、集合 B_1 に対応する TTI インターバルに含まれ、トランスポート・チャネル C については、集合 C_2 に対応する TTI インターバルに含まれ、トランスポート・チャネル D については、集合 D_4 に対応する TTI インターバルに含まれる。最長の TTI インターバルは、 A_0 に対応するインターバルであり、このインターバルは多重化フレーム 0~7 を含むので、多重化フレーム 0~7 の少なくとも 1 つを含む全ての TTI インターバルは、圧縮モード・ファクタ LF_c によって変更される。他の全ての TTI インターバルは、ノーマル・モード・ファクタ LF_n によって変更される。従って、図 7 を参照すると、集合 $A_0, B_0, B_1, C_0, C_1, C_2, C_3, D_0, D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$ 、及び D_7 に対応する TTI インターバルは、スケール・ファクタ LF_c によって変更され、集合 $A_1, B_2, B_3, C_4, C_5, C_6, C_7, D_8, D_9, D_{10}, D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{14}$ 、及び D_{15} に対応する TTI インターバルは、スケール・ファクタ LF_n によって変更される。

【0083】ブラインド・トランスポート・フォーマット検出 (BRD) を可能とするために、グローバル・インターバル半静的レート・マッチングと呼ばれる最初のグローバル・インターバル・レート・マッチングの実施形態を、これから説明する。

【0084】この最初の実施形態において、値 LF は前

もって知られており、動的には検出されない。LFは2つだけの可能な値を有する。即ち、1つの値 LF_n はノーマル・モードに対するものであり、より小さな他の値 LF_c は圧縮モードに対するものである。ここで、 $LF_n > LF_c$ である。従って、圧縮レート $\alpha = LF_c / LF_n$ を、全てのグローバル・インターバルで得ることができる。値 LF_n は従来技術と同じようにして得られるが、値 LF_c は、所望の圧縮レート α を得るように選択される。可能な圧縮レート α は、 LF_{MIN_c} / LF_n より大きくなり得ないことに注意されたい。なぜなら、 $LF_c \geq LF_{MIN_c}$ でなければならないからである。一般的に、 LF_{MIN_c} は、ノーマル・モードのスケール・ファクタとして可能な最小値である LF_{MIN_n} と同じ値を有する。しかし、許されるトランスポート・フォーマット・コンビネーションが、ノーマル・モードと圧縮モードとでは異なるとき（例えば、もし伝送延期方法が更に使用されるならば）、 LF_{MIN_c} の値は、 LF_{MIN_n} の値よりも小さくなることのできる。そして、この状況は、トランスポート・チャンネルの1つが、圧縮モードでデータを決して伝送しないような状況である。

【0085】注意すべきは、圧縮モードにおける無線フレームの番号は、前もって知られていることである。なぜなら、それらはプロトコルによって定義されることができからである。従って、無線フレームの番号が知られると、 LF_n 又は LF_c のいずれが使用されているかを発見することが可能であり、その結果、動的検出は存在しない。

【0086】ブラインド・トランスポート・フォーマット検出又はBRDが使用されないとき、及びトランスポート・チャンネルが柔軟位置を有するとき、第2のグローバル・インターバル・レート・マッチングの実施形態が可能である。この第2の実施形態は、今後、グローバル・インターバル動的レート・マッチングと呼ばれる。

【0087】グローバル・インターバル動的レート・マッチングの場合、最大のTTIインターバル持続時間を有するトランスポート・チャンネルの集合Mが考慮される。この集合Mは、少なくとも1つのトランスポート・チャンネルを含むが、最大TTIインターバル持続時間を有する全てのトランスポート・チャンネルを必ずしも含まない。グローバル・インターバル動的レート・マッチングが、ダウンリンクの従来技術と異なる点は、スケール・ファクタLFが、集合Mに含まれるトランスポート・チャンネル・トランスポート・フォーマットの関数として、グローバル・インターバル持続時間に対応する期間に動的に決定されることである。他のトランスポート・チャンネルのトランスポート・フォーマットは、レート・マッチング後の複合チャンネルのビット・レートがグローバル・インターバルの間に最大であるようなものと仮定される。これらの既知又は仮定されたトランスポート・フォーマット値を用いて、挿入されるDTXシンボルの

数を最小にするため、ファクタLFが決定される。

【0088】図7の例では、スケール・ファクタLFは2回決定される。1回目は、多重化フレーム0～7のためであり、2回目は多重化フレーム8～15のためである。フレーム0～7について（同様に8～15について）、挿入されるDTXシンボルの数を最小にするようにLFが決定される。その場合、トランスポート・チャンネルB、C、及びDのトランスポート・フォーマットは、トランスポート・チャンネルAのトランスポート・フォーマットが A_0 （同様に A_1 ）として、複合チャンネルのビット・レートがフレーム0～7（同様に8～15）の間で最大になるようなものと仮定される。

【0089】このように、グローバル・インターバル動的レート・マッチングの場合、スケール・ファクタLFは、部分トランスポート・フォーマット・コンビネーションpに依存して決定される。この部分コンビネーションは、集合Mのトランスポート・チャンネルのトランスポート・フォーマットを定義する。

【0090】従って、スケール・ファクタLFは、部分コンビネーションpの関数として、ノーマル・モードに適した値 $LF_{n,p}$ を有する。圧縮モードを作り出すため、次の方程式

$$LF_{c,p} = \alpha \cdot LF_{n,p}$$

によって与えられる値 $LF_{c,p}$ を有するスケール・ファクタLFが使用される。

【0091】圧縮レートの上限は、グローバル・インターバル半静的レート・マッチングの場合と同じである。

【0092】これまで、レート・マッチングの場合、 α はレート・マッチングを介して得られた圧縮レートだけを指したことに注意すべきである。最終のレートは、相互に組み合わせた異なった方法によって得られた圧縮レートの積から生じる。

【0093】不均等区分方法及びレート・マッチング方法は、圧縮モードにない他のTTIインターバル無線フレームについてデータ・カウントの増加を制限するように、有利に組み合わせることができる。

【0094】図5の例を取り、圧縮レート β 、例えば $\beta = 50\%$ が、番号4の多重化フレームについて得られるべきものと仮定する。更に、ダウンリンクが関連しているものと仮定する。

【0095】 $X_{i,m}$ は、TTIインターバルmにおける符号化トランスポート・チャンネル $i \in \{A, B, C, D\}$ の負荷を示す。 $X_{i,m}$ は、或る伝送シナリオについてTTIインターバルmの間にトランスポート・チャンネルiによって発生する全ての符号化ブロックのサイズの合計である。DTXシンボルが、挿入ステップ118でトランスポート・チャンネル固定位置へ挿入されるとき、それらは $X_{i,m}$ の中へカウントされる（即ち、それらの数は、符号化ブロック・サイズの合計に加えられる）。図5において、符号化トランスポート・チャンネルAの伝

送時間インターバル0は、多重化フレーム0～7を含み、符号化トランスポート・チャネルBの伝送時間インターバル1は、多重化フレーム4～7を含む。以下同様である。もっと一般的には、符号化トランスポート・チャネル*i*の伝送時間インターバル*m*は、無線フレーム*m*・ F_i から $(m+1) \cdot F_i - 1$ を含む。ここで、 $F_A = 8$ 、 $F_B = 4$ 、 $F_C = 2$ 、及び $F_D = 1$ である。

【0096】更に、注意すべきは、 $Z_{i,n}$ は、 $Z_{i,n} = R_{M_i} \cdot X_{i,n}$ によって定義されることである。 $Z_{i,n}$ は、トランスポート・チャネル*i*のレート・マッチングの後の正規化されたビット・レートである。「正規化された」の意味は、それがスケール・ファクタLFに依存しないことを意味する。 N_{data} は、ダウンリンクの多重化フレームごとに割り振られた物理チャネルのリソースによって複合チャネルへ与えられた利用可能ビット・レートである。 N_{data} は、ノーマル・モードにおける半静的定数である。更に、 N_{data} は、圧縮モードでもノーマル・モードと同じ値を有するものと仮定される。これは、全ての物理チャネルの総体ビット・レートを増大する方法が、圧縮モードにおけるフレームで使用されるとき以外の場合である（例えば、拡散ファクタを半分にすることによって）。

【0097】グローバル・インターバル半静的レート・マッチングを使用するダウンリンクの場合（第1の実施形態）を考察されたい。

【0098】決定されるレート・マッチング圧縮レート α が、グローバル・インターバル・レート・マッチング

によって、フレーム0～7へ適用されるものと仮定する。 α の決定は、 $LF_c \geq LFMIN_c$ を知って、 LF_c の決定を生じる。なぜなら、 $LF_c = \alpha \cdot LF_n$ であり、 LF_n は、半静的定数として知られるノーマル・モードのスケール・ファクタLFであるからである。更に、トランスポート・チャネルAのTTIインターバル0は、決定されるそれぞれの係数 a_0, a_1, \dots, a_7 に従って、不均一に区分されるものと仮定する。即ち、無線フレーム*t*におけるシンボル数 $LF_c \cdot Z_{A,0}$ の割合は、 a_t であると仮定する。従って、 $\forall t \in \{1, \dots, 7\} a_t \geq 0$ が得られる。なぜなら、 a_t はパーセンテージであり、 $a_0 + a_1 + \dots + a_7 = 1$ であるからである。これは、TTIインターバル0の終わりで、全ての $LF_c \cdot Z_{A,0}$ 個のシンボルが伝送されていなければならないからである。

【0099】更に、区分係数 b_0, b_1, b_2 、及び b_3 が、トランスポート・チャネルBのために、そのTTIインターバル0の間に定義され、区分係数 c_0 及び c_1 が、トランスポート・チャネルCのために、そのTTIインターバル0の間に定義される。

【0100】次に、次の方程式（3）から（17）の合接から構成される系が解かれなければならない。ここで、未知数は15重である（ $LF_c, a_0, \dots, a_7, b_0, \dots, b_3, c_0, c_1$ ）。

【0101】

【数8】

$$LF_c \geq LFMIN_c \quad (3)$$

$$a_0 + a_1 + \dots + a_7 = 1 \quad (4)$$

$$\forall j \in \{0, 1, \dots, 7\} \quad a_j \geq 0 \quad (5)$$

$$b_0 + b_1 + b_2 + b_3 = 1 \quad (6)$$

$$\forall j \in \{0, 1, 2, 3\} \quad b_j \geq 0 \quad (7)$$

$$c_0 + c_1 = 1 \quad (8)$$

$$c_0 \geq 0, \text{ and } c_1 \geq 0 \quad (9)$$

$$LF_c \cdot \left(a_0 \cdot Z_{A,0} + \frac{1}{4} \cdot Z_{B,0} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,0} + Z_{D,0} \right) \leq N_{data} \quad (10)$$

$$LF_c \cdot \left(a_1 \cdot Z_{A,0} + \frac{1}{4} \cdot Z_{B,0} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,0} + Z_{D,1} \right) \leq N_{data} \quad (11)$$

$$LF_c \cdot \left(a_2 \cdot Z_{A,0} + \frac{1}{4} \cdot Z_{B,0} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,0} + Z_{D,2} \right) \leq N_{data} \quad (12)$$

$$LF_c \cdot \left(a_3 \cdot Z_{A,0} + \frac{1}{4} \cdot Z_{B,0} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,1} + Z_{D,3} \right) \leq N_{data} \quad (13)$$

$$LF_c \cdot (a_4 \cdot Z_{A,0} + b_0 \cdot Z_{B,1} + c_0 \cdot Z_{C,2} + Z_{D,4}) \leq \beta \cdot N_{data} \quad (14)$$

$$LF_c \cdot (a_5 \cdot Z_{A,0} + b_1 \cdot Z_{B,1} + c_1 \cdot Z_{C,2} + Z_{D,5}) \leq N_{data} \quad (15)$$

$$LF_c \cdot \left(a_6 \cdot Z_{A,0} + b_2 \cdot Z_{B,1} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,3} + Z_{D,6} \right) \leq N_{data} \quad (16)$$

$$LF_c \cdot \left(a_7 \cdot Z_{A,0} + b_3 \cdot Z_{B,1} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,3} + Z_{D,7} \right) \leq N_{data} \quad (17)$$

【0102】この系において、方程式(3)から(9)は、未知数に関連した制約条件を構成し、方程式(10)から(17)は、それぞれ多重化フレーム0～7を介して伝送されるシンボルの数の評価である。

【0103】SCNは、無線フレーム0～7の間で、トランスポート・チャネルA～Dに対する可能なシナリオ、SCN=($Z_{A,0}$, $Z_{B,0}$, $Z_{B,1}$, $Z_{C,0}$, $Z_{C,1}$, $Z_{C,2}$, $Z_{C,3}$, $Z_{D,0}$, $Z_{D,1}$, ..., $Z_{D,7}$)であるとすると、そのようなシナリオについて、この連立方程式を解くと、解の集合を発生する。このシナリオは、前もって知られていない。実際に、トランスポート・チャネルは、可変のビット・レートを持有するので、例えばフレーム2が始まる前に $X_{A,1}$ の値を知ることは不可能である。しかし、15重(LF_c , a_0 , ..., a_7 , b_0 , ..., b_3 , c_0 , c_1)は、前もって決定されなければならない、どれかのシナリオが起こる。これは可能である。なぜなら、シナリオの数は、各々のトランスポート・チャネルに可能なトランスポート・フォーマットの制限された数のために制約されるからである。従って、全てのシナリオSCNについて連立方程式(3)から

(17)を解き、全てのシナリオについて解の集合を発見することができる。これは各々のシナリオに対する解の集合の交差に他ならない。

【0104】全てのシナリオに対する解の集合が空でなければ、本発明の方法を使用して、圧縮レート β の圧縮モードを番号4のフレーム上に作り出すことが可能である。そうでなければ、例えば、フレーム4のシンボル数の評価に対応する方程式(14)で、より大きな値によって N_{data} を置換するように、フレーム4の拡散ファクタを半分にするなど、他の方法に頼らなければならない。

【0105】すべての可能なシナリオSCNについて、連立方程式(3)から(17)の解(LF_c , a_0 , ..., a_7 , b_0 , ..., b_3 , c_0 , c_1)の集合が、幾つかの解を含むとき、それらの1つが、次の規準の1つを最適化するように選択される。

【0106】— スケール・ファクタ LF_c を最大にする。

【0107】

【数9】

— 例えば、 $\sum_{i=0}^{i=7} (a_i - 1/8)^2$ 、 $\sum_{i=0}^{i=3} (b_i - 1/4)^2$ 、及び／又は
 $\sum_{i=0}^{i=1} (c_i - 1/2)^2$ を最小にすることによって、可能な最も均一な区分
 を得る。

【0108】この組み合わせ方法の理解を容易にするために、図8に示される単純な数字の例を考える。この例では、それぞれのTTIインターバルが40ms及び20msの持続時間を有する符号化トランスポート・チャネルB及びCのみを考慮する。図8は、レート・マッチングの後の符号化トランスポート・チャネルB及びCの負荷を示す。これらのチャネルは最大20%へパンクチャされ得ることができ、CはEb/I比に関してBよりも1.8dBだけ大きくなければならないと仮定する。Bは、Eb/I比に関してデマンドが最も少ないから、それは最大、即ちLFMIN・RM_B=0.8へパンクチャすることができる。RM_Cについては、それはRM_Bによって決定される。なぜなら、RM_CはRM_Bよりも1.8dBだけ大きくなければならないからである。即ち、LFMIN・RM_C=(10^{0.18})・LFMIN・RM_B=1.21である。

【0109】続いて、一般性を失わないで単純化するために、更にLFMIN及びLFMIN_Cでマークされたスケール・ファクタは、1に等しいものと仮定する（一般的には、スケール・ファクタLFMIN及びLFMIN_Cは実数であり、マッチング属性RM_iは整数である。ここで、方程式を単純化するために、同様に、LFMIN_n及びLFMIN_Cでマークされたスケール・ファクタは整数であり、マッチング属性RM_iは実数であるものと仮定する）。

【0110】ここで、符号化トランスポート・チャネルB及びCは、それぞれ9.38kビット/秒及び16.53kビット/秒である一定のビット・レートを有するものと仮定する。注意すべきは、これらのビット・レ-

ートは、対応するトランスポート・チャネルのビット・レートとマッチしていないことである。後者は、チャネル符号化ステップ108によって導入された冗長性のために、より低い。更に注意すべきことは、一定ビット・レートの仮定は、あまりに制限的であるとは言えないことである。なぜなら、考察されている問題の場合、この仮定は、B及びCとマークされたトランスポート・チャネルが、独立したビット・レートを有し、それらの双方が、最大ビット・レートにあると仮定することと同じだからである。

【0111】従って、この仮定によって、1つだけのシナリオSCN=(Z_{B,0}, Z_{C,0}, Z_{C,1})を考察することができる。このシナリオは、次のように計算される。Z_{C,0}=RM_C・(Cのビット・レート)・(Cに関連づけられたTTIの持続時間)即ち、Z_{C,0}=1.21・16.53kビット/秒・20ms=400シンボルである。Cのビット・レートは一定であるから、Z_{C,1}=400シンボルであり、従って、Z_{C,1}=Z_{C,0}である。Z_{B,0}=0.8・9.38kビット/秒・40ms=300シンボルである。

【0112】その結果、次のシナリオが得られる。

SCN=(300, 400, 400)

更に、もし多重化フレームごとに複合チャネルへ与えられる利用可能ビット・レートN_{data}が480シンボルであり、多重化フレーム0に対して圧縮ファクタβ=50%を得るものと仮定すれば、次の連立方程式が得られる。

【0113】

【数10】

$$LF_c \geq 1 \quad (3b)$$

$$b_0 + b_1 + b_2 + b_3 = 1 \quad (6b)$$

$$\forall j \in \{0,1,2,3\} b_j \geq 0 \quad (7b)$$

$$c_0 + c_1 = 1 \quad (8b)$$

$$c_0 \geq 0, \text{ and } c_1 \geq 0 \quad (9b)$$

$$LF_c \cdot (b_0 \cdot 300 + c_0 \cdot 400) \leq 240 \quad (14b)$$

$$DRF_c \cdot (b_1 \cdot 300 + c_1 \cdot 400) \leq 480 \quad (15b)$$

$$LF_c \cdot (b_2 \cdot 300 + 200) \leq 480 \quad (16b)$$

$$LF_c \cdot (b_3 \cdot 300 + 200) \leq 480 \quad (17b)$$

【0114】この系が、例えばLF_cを最大にすることによって解かれるとき、次の結果が得られる。

b₀=2.4762% b₁=21.3333% b₂=38.0952% b₃=38.0952% c₀=3

7.4286% c₁=62.5714%

LF_c=1.52727

LF_cの値は、LF_nの値と比較されるべきである。

LF_n=480/(0.25・300+0.5・40

0) = 1.74545

これは、4つの多重化フレーム0～3について、パワーを

【0115】

【数11】

$$-10 \cdot \log_{10} \left(\frac{LF_c}{LF_n} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1.74545}{1.52727} \right) \approx 0.58 \text{ dB}$$

【0116】だけ増加すればよいことを意味する。従来技術の既知の解法では、0で参照される多重化フレームでのみパワーの増加が起こり、これは

【0117】

【数12】

$$-10 \cdot \log_{10}(\beta) \approx 3 \text{ dB}$$

【0118】に相当する。従って、より長いパワー増加のために、フレームを圧縮モードで伝送するとき、約2.4 dBが節約される。

【0119】一般的に、伝送パワーは、スケール・ファクタの逆 $1/LF$ として変動し、従って、物理チャネル上のデータ・シンボルの振幅は、スケール・ファクタ平方根の逆

【0120】

【数13】

$$1/\sqrt{LF}$$

【0121】として変動する。従って、図8において、それぞれフレーム0～3及びフレーム4～7に対応する2つのグローバル・インターバルを比較すると、圧縮モード・フレームを含むフレーム0～3は、 $LF_c = 1.52727$ に等しいスケール・ファクタ LF を有し、全てノーマル・モードにあるフレーム4～7は、 $LF_n = 1.74545$ に等しいスケール・ファクタ LF を有する。従って、圧縮レートは、フレーム0～3に対応するグローバル・インターバル集合については、 $(LF_c/LF_n) = (1.52727/1.74545) = 87.5\%$ だけであるのに対し、フレーム0については50%のトータル負荷圧縮が得られる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \forall k \in \text{MBS}(j) \ Y_k \approx LF \cdot F_{I(k)} \cdot \alpha_{I(k),t} \cdot RM_{I(k)} \cdot X_k \\ \sum_{k \in \text{MBS}(j)} Y_k = \beta_t \cdot N_{\text{data}} \\ LF \geq LF_{\text{MIN}} \\ N_{\text{data}} \in \{N_1, \dots, N_R\} \end{array} \right. \quad (2c)$$

【0126】ここで、 t は、フレーム番号
 β_t は、フレーム t の圧縮レートである。即ち、フレームがノーマル・モードにあるときは1、また、例えば、それが50%の圧縮を有する圧縮モードにあるときは0.5である。 $\alpha_{i,t}$ は、フレーム t で伝送されるセグメントのサイズを定義するトランスポート・チャネル i の区分係数である。 $\alpha_{i,t}$ は、フレーム t を含むトランスポート・チャネル i のTTIインターバルが、圧縮モ

【0122】多重化フレーム不均等区分方法とグローバル・インターバル半静的レート・マッチング方法とを組み合わせたダウンリンクの場合が吟味された。

【0123】更に、このリンクのために、多重化フレーム不均等区分方法とグローバル・インターバル動的レート・マッチング方法とを組み合わせることが可能である。この場合、全ての可能なシナリオSCN＝

$(Z_{A,0}, Z_{B,0}, Z_{B,1}, Z_{C,0}, Z_{C,1}, Z_{C,2}, Z_{C,3}, Z_{D,0}, Z_{D,1}, \dots, Z_{D,7})$ と結びつけて連立方程式(3)から(17)を解く代わりに、 $Z_{A,0}$ が知られており、トランスポート・フォーマット部分コンビネーション p によって与えられる場合に対応するシナリオだけを結びつけて解かなければならない。その場合、各々の部分フォーマット・コンビネーション p について、解 $(LF_c, a_0, \dots, a_7, b_0, \dots, b_3, c_0, c_1)$ が発見され、これら解の1つのみが、対応するグローバル・インターバルの始めで動的に選択される。

【0124】アップリンクの場合、多重化フレーム不均等区分方法を使用することができる。この目的のために、必要な全てのことは、集合 $(a_0, \dots, a_7, b_0, \dots, b_3, c_0, c_1)$ の区分係数を発見するため、ダウンリンクについて連立方程式(3)～(17)を解くことである。次に、これらの係数は、多重化フレームごとの区分に使用され、スケール・ファクタ LF の値が、DTXシンボルを挿入する必要がないように多重化フレームごとに動的に決定される。注意すべきは、このリンクの場合、連立方程式(3)から(17)における利用可能ビット・レート N_{data} の値は、十分に大きな任意の値(例えば、 $N_{\text{data}} = N_R$)であってよいことである。実際に、この系を解くことによって、スケール・ファクタではなく区分係数のみを得ることができる。スケール・ファクタ LF は、系(2)及び(2b)に相当する次の系(2c)を解くことによって決定される。

【0125】

【数14】

ードのフレームをも含むとき、連立方程式(3)から(17)を解くことによって与えられる。そうでない場合は、 $\alpha_{i,t} = 1/F_i$ である。

【0127】更に、不均等区分とレート・マッチングとを組み合わせるこの方法は、対応するグローバル・インターバルにおける圧縮モードのフレーム数が1より大きい場合に適用可能である。必要な全てのことは、一方では、方程式(10)から(17)の第2の辺を $\beta_t \cdot N$

$_{data}$ で置換し(ここで、 t はフレーム番号である。即ち、方程式(10)では0であり、方程式(11)では1であり、以下同様である。 β_t はフレーム番号 t の圧縮レートである。 β_t は、もしフレームが圧縮モードになければ1に等しく、例えば、もしフレームが60%の圧縮を有する圧縮モードにあれば、0.6に等しい)、

$(LF_c, \bar{a}, \bar{b}_0, \bar{b}_1, \bar{c}_0, \bar{c}_1, \bar{c}_2, \bar{c}_3)$ と考えることができる。ここで、

$\bar{a} = (a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7)$ は、符号化トランスポート・チャンネルAの0として参照されるTTIインターバルの区分係数の集合であり、 $\bar{b}_{m \in \{0,1\}} = (b_0^m, b_1^m, b_2^m, b_3^m)$ は、符号化トランスポート・チャンネルBのTTI m の区分係数の集合であり、 $\bar{c}_{m \in \{0,1,2,3\}} = (c_0^m, c_1^m)$ は、符号化トランスポート・チャンネルCのTTI m の区分係数の集合である。

$$LF_c \geq LFMIN_c \quad (3c)$$

$$a_0 + a_1 + \dots + a_7 = 1 \quad (4c)$$

$$\forall j \in \{0,1,\dots,7\} a_j \geq 0 \quad (5c)$$

$$\forall m \in \{0,1\} b_0^m + b_1^m + b_2^m + b_3^m = 1 \quad (6c)$$

$$\forall m \in \{0,1\} \forall t \in \{0,1,2,3\} b_t^m \geq 0 \quad (7c)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} c_0^m + c_1^m = 1 \quad (8c)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} c_0^m \geq 0, \text{ and } c_1^m \geq 0 \quad (9c)$$

$$LF_c \cdot (a_0 \cdot Z_{A,0} + b_0^0 \cdot Z_{B,0} + c_0^0 \cdot Z_{C,0} + Z_{D,0}) \leq \beta_0 N_{data} \quad (10c)$$

$$LF_c \cdot (a_1 \cdot Z_{A,0} + b_1^0 \cdot Z_{B,0} + c_1^0 \cdot Z_{C,0} + Z_{D,1}) \leq \beta_1 N_{data} \quad (11c)$$

$$LF_c \cdot (a_2 \cdot Z_{A,0} + b_2^0 \cdot Z_{B,0} + c_2^1 \cdot Z_{C,1} + Z_{D,2}) \leq \beta_2 N_{data} \quad (12c)$$

$$LF_c \cdot (a_3 \cdot Z_{A,0} + b_3^0 \cdot Z_{B,0} + c_1^1 \cdot Z_{C,1} + Z_{D,3}) \leq \beta_3 N_{data} \quad (13c)$$

$$LF_c \cdot (a_4 \cdot Z_{A,0} + b_0^1 \cdot Z_{B,1} + c_0^2 \cdot Z_{C,2} + Z_{D,4}) \leq \beta_4 N_{data} \quad (14c)$$

$$LF_c \cdot (a_5 \cdot Z_{A,0} + b_1^1 \cdot Z_{B,1} + c_1^2 \cdot Z_{C,2} + Z_{D,5}) \leq \beta_5 N_{data} \quad (15c)$$

$$LF_c \cdot (a_6 \cdot Z_{A,0} + b_2^1 \cdot Z_{B,1} + c_0^3 \cdot Z_{C,3} + Z_{D,6}) \leq \beta_6 N_{data} \quad (16c)$$

$$LF_c \cdot (a_7 \cdot Z_{A,0} + b_3^1 \cdot Z_{B,1} + c_1^3 \cdot Z_{C,3} + Z_{D,7}) \leq \beta_7 N_{data} \quad (17c)$$

【0129】更に、この方法は、3GPPグループによって提案されたようなシステムであっても、可能なTTIインターバル持続時間が10ms、20ms、40ms、又は80msとは異なるシステムに適用可能であることは明白である。各々の符号化トランスポート・チャンネルのTTIインターバルの少なくとも1つの境界と一致する境界を有するグローバル・インターバルを定義することは可能であろう。これは、特に、上昇順に分類さ

更に多くの未知数を有する解を考慮することによって、連立方程式(3)から(17)を解くことである。従って、求める解は、25重

【0128】

【数15】

れたTTIインターバル持続時間の値が、任意の値(もちろん、最初の値を除く)が、先行する値の倍数であるような場合、及び特に、3GPPグループにおけるように、TTI持続時間の可能な値が幾何学的に大きくなる場合である。

【0130】更に、多重化フレーム不均等区分方法は、レート・マッチング方法以外の他の方法と組み合わせることができる。この目的のために、グローバル・インタ

ーバルの間のシナリオの集合 $SCN = (Z_{A,0}, Z_{B,0}, Z_{B,1}, Z_{C,0}, Z_{C,1}, Z_{C,2}, Z_{C,3}, Z_{D,0}, Z_{D,1}, \dots, Z_{D,7})$ は、そのような補足方法の影響を考慮に入れる必要がある。

【0131】例えば、多重化フレーム不均等区分方法を、本明細書のプリアンプルで既に開示したデータ伝送延期方法と組み合わせることが可能である。その場合、必要な全てのことは、データ伝送延期に関連するトランスポート・チャンネルのビット・レートが、この方法に従った限度の下にあるようなシナリオのみを考慮することである。この方法は、非リアルタイム・サービスのみに適用可能である。

【0132】リアルタイム・サービス、例えば音声伝送の場合、多重化フレーム不均等区分方法を、リアルタイム・トランスポート・チャンネルの1つのソース符号化のビット・レートを低減することから構成される方法と組み合わせることができる。もしトランスポート・チャンネルCに関連していることが考えられるならば、シナリオのシンボル $Z_{C,m}$ の数は、関連するTTIインターバルのために、このビット・レート低減を反映しなければならない。

【0133】これらのサービスの場合、幾つかのソース符号化モードを有して、その中から1つだけを選択することが可能である。ソース符号化は、アナログ信号の時間インターバルをビット・データ・ブロックへ符号化することから構成されることを想起されたい。例えば、音声の20msは、160個のシンボルへ符号化される。ソース・エンコーダが作用する時間インターバルは、発生したデータが伝送されるトランスポート・チャンネルのTTIインターバルに対応する。全ての符号化ソース・シンボルを伝送するために、単一のトランスポート・チャンネルが使用されるものと仮定する。その場合、ソース・エンコーダは、各々のTTIインターバルで、トランスポート・ブロックを発生し、そのサイズは、選択されたソース符号化モードに依存する。3GPPグループによって提案されたシステムの場合、テレフォニーに使用されるソース・エンコーダは、8つの異なった符号化モードを有するAMRエンコーダである。

【0134】本発明において、TTIインターバルが圧縮モードのフレームを含むかどうかに依存して、異なった符号化モードを選択するように備えをすることができる。これは、TTIインターバルが圧縮モードのフレームを含むかどうかに依存して、異なったトランスポート・フォーマットの集合を備える結果となる。

【0135】例えば、考慮されているTTIインターバルで圧縮モードのフレームが存在しないならば、トラン

スポート・フォーマットの集合は、集合S1であり、その反対の場合は、S2が選択される。ここで、 $S1 = \{(0 \text{ のトランスポート・ブロック}), (244 \text{ 個のシンボルを有する1つのトランスポート・ブロック}), \}$

$S2 = \{(0 \text{ のトランスポート・ブロック}), (160 \text{ 個のシンボルを有する1つのトランスポート・ブロック}), \}$

従って、S2は、S1に対して66%の圧縮が可能である。この方法の例304が、図6に与えられる。図6は、トランスポート・チャンネルCについて、図5と対比されるべきである。これらの図では、同じトラフィックが表される。番号4の無線フレームについて、図5はノーマル・モードで起こることを示し、図6は圧縮モードで起こることを示す。トランスポート・ブロック集合C₂は、無線フレーム4及び5で伝送され、単一のトランスポート・ブロックを含む。図5では、このトランスポート・ブロックは、公称ビット・レート・ソース・エンコーダによって発生するが、図6では、それは、低減ビット・レート・モードに従って動作するソース・エンコーダによって発生する。低減ビット・レートは、公称ビット・レートの66%に等しい。

【0136】レート・マッチングが適用されるブロックのタイプ（及び、特にサイズ）にレート・マッチング属性が依存するときでも、本発明を実施することに注意されたい。実際に、これは興味あることである。なぜなら、例えば、ターボ・エンコーダのような幾つかのチャンネル・エンコーダは、符号化されるブロックが大きいとき、より効率的だからである。この場合、方程式の中で RM_i を $RM_{i,k}$ で置換しなければならない。ここで、iはトランスポート・チャンネルであり、kは、レート・マッチングが適用されるブロックのタイプである。従って、方程式(2)、(2b)、及び(2c)で、積 $RM_{I(k)} \cdot X_k$ は、 $RM_{I(k),k} \cdot X_k$ となる。更に、 $Z_{i,m}$ の定義が変更される。もし $BBS(i,m)$ が、次のような符号化ブロック・タイプの集合であれば、

- トランスポート・チャンネルi ($\forall k \in BBS(i,m)$) $I(k) = i$ を介して伝送される符号化ブロック・タイプ
- トランスポート・チャンネルiのTTIインターバルmの間に伝送される符号化ブロック・タイプ
- 考慮されているシナリオのために伝送される符号化ブロック・タイプ

【0137】

【数16】

$$X_{i,m} = \sum_{k \in \text{BBS}(i,m)} X_k \text{ が得られる。その場合、} Z_{i,m} \text{ は}$$

$$Z_{i,m} = \sum_{k \in \text{BBS}(i,m)} (RM_{i,k} \cdot X_k) \text{ によって定義される。}$$

【0138】これまで、4つのトランスポート・チャンネルA、B、C、及びDの各々が、それ自身のTTIインターバル持続時間を有する場合だけを考察した。

【0139】前記の方程式は、少なくとも2つのトランスポート・チャンネルが、同じTTIインターバル持続時間を有する場合に、全く簡単に書き直すことができる。1からIまでの番号を付けられたI個のトランスポート・チャンネル（A、B、C、及びDの代わりに）の場合を考える。同じTTIインターバル持続時間 F_i を有する

$$Z_{i,m} = \sum_{\substack{1 \leq k \leq I \\ F_i = F \\ k \in \text{BBS}(i,m)}} (RM_{i,k} \cdot X_k) \quad (18)$$

【0141】が得られる。この式において、 $Z_{F,m}$ の最初のインデックスは、もはや1つのトランスポート・チャンネルを指すのではなく、同じTTIインターバル持続時間（ $F \cdot 10\text{ms}$ に等しい）を有するトランスポート・チャンネルのグループを指す。更に、 X_k 、従って $Z_{F,m}$ の値は、考慮されるSCNシナリオの関数である。SCNシナリオは、考慮される8つの連続した無線フレームの間に使用されるトランスポート・フォーマット・コンビネーションのリストから、簡単に推論することができる。

更に、同じTTIインターバル持続時間を有するトランスポート・チャンネルは、同じ区分係数を有する。従って、同じ25重未知

数（ LF_0 , \bar{x} ）が残される。ここで、

$$\bar{x} = \begin{pmatrix} a_0, & a_1, & a_2, & a_3, & a_4, & a_5, & a_6, & a_7, \\ b_0^0, & b_1^0, & b_2^0, & b_3^0, & b_0^1, & b_1^1, & b_2^1, & b_3^1, \\ c_0^0, & c_1^0, & c_0^1, & c_1^1, & c_0^2, & c_1^2, & c_0^3, & c_1^3 \end{pmatrix} \quad (19)$$

【0143】従って、この後で定義される連立方程式（3d）から（17d）が得られる。この連立方程式は、連立方程式（3c）から（17c）に非常に類似している。前者の連立方程式では、不等式（10d）から

トランスポート・チャンネル i をグループにすることができる。 $Z_{F,m}$ は、レート・マッチングの後の正規化されたビット・レートを指す。このビット・レートは、共通のTTIインターバル持続時間 $F_i = F$ を有するトランスポート・チャンネル i のインデックス m を有するTTIインターバルに対応する。従って、

【0140】

【数17】

る。それは、前と同じように、正規化された $Z_{F,m}$ ビット・レート値のリストによって表すことができる。即ち、

SCN = ($Z_{8,0}$, $Z_{4,0}$, $Z_{4,1}$, $Z_{2,0}$, $Z_{2,1}$, $Z_{2,2}$, $Z_{2,3}$, $Z_{1,0}$, $Z_{1,1}$, $Z_{1,2}$, $Z_{1,3}$, $Z_{1,4}$, $Z_{1,5}$, $Z_{1,6}$, $Z_{1,7}$)

【0142】

【数18】

（17d）が、各々のシナリオについて考察されなければならない。

【0144】

【数19】

$$LF_c \geq LFMIN_c \quad (3d)$$

$$a_0 + a_1 + \dots + a_7 = 1 \quad (4d)$$

$$\forall t \in \{0,1,\dots,7\} a_t \geq 0 \quad (5d)$$

$$\forall m \in \{0,1\} b_0^m + b_1^m + b_2^m + b_3^m = 1 \quad (6d)$$

$$\forall m \in \{0,1\} \forall t \in \{0,1,2,3\} b_t^m \geq 0 \quad (7d)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} c_0^m + c_1^m = 1 \quad (8d)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} c_0^m \geq 0, \text{ and } c_1^m \geq 0 \quad (9d)$$

$$LF_c \cdot (a_0 \cdot Z_{8,0} + b_0^0 \cdot Z_{4,0} + c_0^0 \cdot Z_{2,0} + Z_{1,0}) \leq \beta_0 N_{data} \quad (10d)$$

$$LF_c \cdot (a_1 \cdot Z_{8,0} + b_1^0 \cdot Z_{4,0} + c_1^0 \cdot Z_{2,0} + Z_{1,1}) \leq \beta_1 N_{data} \quad (11d)$$

$$LF_c \cdot (a_2 \cdot Z_{8,0} + b_2^0 \cdot Z_{4,0} + c_2^0 \cdot Z_{2,1} + Z_{1,2}) \leq \beta_2 N_{data} \quad (12d)$$

$$LF_c \cdot (a_3 \cdot Z_{8,0} + b_3^0 \cdot Z_{4,0} + c_3^0 \cdot Z_{2,1} + Z_{1,3}) \leq \beta_3 N_{data} \quad (13d)$$

$$LF_c \cdot (a_4 \cdot Z_{8,0} + b_4^1 \cdot Z_{4,1} + c_4^2 \cdot Z_{2,2} + Z_{1,4}) \leq \beta_4 N_{data} \quad (14d)$$

$$LF_c \cdot (a_5 \cdot Z_{8,0} + b_5^1 \cdot Z_{4,1} + c_5^2 \cdot Z_{2,2} + Z_{1,5}) \leq \beta_5 N_{data} \quad (15d)$$

$$LF_c \cdot (a_6 \cdot Z_{8,0} + b_6^1 \cdot Z_{4,1} + c_6^3 \cdot Z_{2,3} + Z_{1,6}) \leq \beta_6 N_{data} \quad (16d)$$

$$LF_c \cdot (a_7 \cdot Z_{8,0} + b_7^1 \cdot Z_{4,1} + c_7^3 \cdot Z_{2,3} + Z_{1,7}) \leq \beta_7 N_{data} \quad (17d)$$

【0145】ダウンリンクでは、1つのTTIインターバルから他のTTIインターバルへ、トランスポート・チャネルのレート・マッチング属性 RM_i を変更することが可能である。従って、ダウンリンクの場合、式(1

8)は、次のように書き直すことができる。

【0146】

【数20】

$$Z_{F,m} = \sum_{\substack{1 \leq i \leq I \\ F_i = F \\ k \in BS(1,m)}} (RM_{i,k,m}^{cm} \cdot X_k) \quad (18b)$$

【0147】ここで、 $RM_{i,k,m}^{cm}$ は、インデックス m を有するTTIインターバルの圧縮モードについて、トランスポート・チャネル i におけるタイプ k データ・ブロックのレート・マッチング属性である。

【0148】連立方程式(3d)から(17d)を解くためには、単純化が可能である。まず何よりも想起されることは、もし $Z_{F,n}(SCN)$ 及び $Z_{F,m}(SCN')$ が、シナリオ SCN 及び SCN' の値 $Z_{F,m}$ を指すならば、且つ、もし $F \in \{1, 2, 4, 8\}$ 及び $m \in \{0, 1, \dots, 8/F-1\}$ について、関係 $Z_{F,n}(SCN) \geq Z_{F,m}(SCN')$ が真であれば、シナリオ SCN' を考慮する必要はないことである。なぜなら、シナリオ SCN に対する方程式(10d)から(17d)の全ての解は、シナリオ SCN' に対しても解だからである。この理由により、 $\forall F \in \{1, 2, 4, 8\}$, $\forall m \in \{0, 1, \dots, 8/F-1\}$ $Z_{F,m}(SCN) \geq Z_{F,m}(SCN')$ であるようなシナリオ SCN が存在しないシナリオ SCN' は、今後、関連シナリオと呼ばれ

る。行わなければならない全てのことは、関連シナリオのみを考慮して系(3d)から(17d)を解くことである。これが、第1種の単純化である。

【0149】更に、もし複合チャネル内のトランスポート・チャネルのTTIインターバル持続時間が、20ms(同様に40ms)より小さいか等しいならば、方程式(12d)から(17d)(同様に(14d)から(17d))を削除することができる。

【0150】更に、もし複合チャネルが、80ms、40ms、又は20msに等しいTTIインターバル持続時間を有するトランスポート・チャネルを含まないならば、— 未知数の集合

【0151】

【数21】

$$\{a_i\}_{0 \leq i \leq 7}, \{b_i^m\}_{\substack{0 \leq i \leq 3 \\ 0 \leq m \leq 1}}, \{c_i^m\}_{\substack{0 \leq i \leq 3 \\ 0 \leq m \leq 3}}$$

【0152】— 方程式の集合{(4d), (5d)}, {(6d), (7d)}, {(8d)}, (9

d) } のそれぞれ

— 残りの方程式で、 $Z_{8,0}$ 、 $Z_{4,m}$ 、又は $Z_{2,m}$ をそれぞれ含む任意の項を、それぞれ削除することができる。

【0153】最後に、もし複合チャネルが、10msに等しいTTIインターバル持続時間を有するトランスポート・チャネルを含まないならば、 $Z_{1,m}$ 内の全ての項を方程式から除去することができる。このように、TTIインターバル持続時間に従って未知数及び方程式の数を減らすことが、第2種の単純化である。

【0154】最後に、もし β_t がTTIインターバルの間一定であれば、このTTIインターバルに対応する未知数を削除することができる。例えば、圧縮レート β_t が、 $F \in \{2, 4\}$ として $m \cdot F \leq t < (m+1) \cdot F$ について一定であるとき、原則として、もし $F=4$ であれば、 $b_0^m = b_1^m = b_2^m = b_3^m = 1/4$ が選ばれて、未知数(b_0^m , b_1^m , b_2^m , b_3^m)は削除され、もし $F=2$ であれば、 $c_0^m = c_1^m = 1/2$ が選ばれて、未知数(c_0^m , c_1^m)は削除される。そのような単純化は、例

$$IF_c \geq -\frac{1}{LFMIN_c} \quad (3e)$$

$$a_0 + a_1 + \dots + a_7 = 1 \quad (4e)$$

$$\forall t \in \{0,1,\dots,7\} a_t \geq 0 \quad (5a)$$

$$\forall m \in \{0,1\} b_0^m + b_1^m + b_2^m + b_3^m = 1 \quad (6a)$$

$$\forall m \in \{0,1\} \forall t \in \{0,1,2,3\} b_t^m \geq 0 \quad (7a)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} c_0^m + c_1^m = 1 \quad (8e)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} c_t^m \geq 0, \text{ and } c_1^m \geq 0 \quad (9e)$$

$$a_0 \cdot Z_{8,0} + b_0^0 \cdot Z_{4,0} + c_0^0 \cdot Z_{2,0} + Z_{1,0} + \beta_0 N_{data} \cdot IF_c \leq 0 \quad (10e)$$

$$a_1 \cdot Z_{8,0} + b_1^0 \cdot Z_{4,0} + c_1^0 \cdot Z_{2,0} + Z_{1,1} + IF_c \cdot \beta_1 N_{data} \leq 0 \quad (11e)$$

$$a_2 \cdot Z_{8,0} + b_2^0 \cdot Z_{4,0} + c_0^1 \cdot Z_{2,1} + Z_{1,2} + IF_c \cdot \beta_2 N_{data} \leq 0 \quad (12e)$$

$$a_3 \cdot Z_{8,0} + b_3^0 \cdot Z_{4,0} + c_1^1 \cdot Z_{2,1} + Z_{1,3} + IF_c \cdot \beta_3 N_{data} \leq 0 \quad (13e)$$

$$a_4 \cdot Z_{8,0} + b_0^1 \cdot Z_{4,1} + c_0^2 \cdot Z_{2,2} + Z_{1,4} + IF_c \cdot \beta_4 N_{data} \leq 0 \quad (14e)$$

$$a_5 \cdot Z_{8,0} + b_1^1 \cdot Z_{4,1} + c_1^2 \cdot Z_{2,2} + Z_{1,5} + IF_c \cdot \beta_5 N_{data} \leq 0 \quad (15e)$$

$$a_6 \cdot Z_{8,0} + b_2^1 \cdot Z_{4,1} + c_0^3 \cdot Z_{2,3} + Z_{1,6} + IF_c \cdot \beta_6 N_{data} \leq 0 \quad (16e)$$

$$a_7 \cdot Z_{8,0} + b_3^1 \cdot Z_{4,1} + c_1^3 \cdot Z_{2,3} + Z_{1,7} + IF_c \cdot \beta_7 N_{data} \leq 0 \quad (17e)$$

えば、 β_t が8つの無線フレームの7つに対して1であった方程式(3)から(17)で、既に使用された。未知数の数を、このように更に減少することは、第3種の単純化である。

【0155】説明の過程で、第1種、第2種、又は第3種の単純化を実行できることを知った上で、方程式(3d)から(17d)の一般的な場合を考えている。

【0156】今後は、連立方程式(3d)から(17d)を解く方法を説明する。いわゆる線形計画最適化問題へ戻すために、次のように変数 LF_c を変数 IF_c で置換することによって、変数の変換が実行される。

【0157】 $IF_c = -1/LF_c$

関数 $x \mapsto -1/x$ は、正の実数の集合に対して単調な全単射であるから、 LF_c を最大にすることは、 IF_c を最大にすることと同じである。この変数変換の後で、次の同値の連立方程式(3e)から(17e)が得られる。

【0158】

【数22】

【0159】

【数23】

その結果、変数は、今や25重(IF_0, \bar{x})である。ここで、 \bar{x} は、方程式(19)で表されるような区分係数の24重である。従って、問題は、方程式(3e)から(17e)によって与えられた線形制約条件の集合内で、一次関数 $f(IF_0, \bar{x}) = IF_0$ を最大にすることである。

【0160】そのように、線形制約条件の集合内で一次関数を最大にする問題は、線形計画法の問題であり、単体法と呼ばれる既知の方法によって解くことができる。この方法の説明は、「Cにおける数値的方法、科学計算の技術」("Numerical recipes in C, the Art of Scientific Computing" by William H. Press, Saul A. Teuk

olsky, William T. Vetterling, and Brian P. Flannery, The Press Syndicate of the University of Cambridge, ISBN 0-521-43108-5, Second Edition)と題する刊行物に記載されている。

【0161】

【数24】

説明の過程で、 $\forall \mathbf{u} = (u_1, u_2, \dots, u_n)$ であるような $\|\cdot\|_1, \|\cdot\|_2, \|\cdot\|_\infty$ として書かれる3つのノルムが定義される。従って、

$$\|\mathbf{u}\|_1 = \sum_{i=1}^n |u_i|, \|\mathbf{u}\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^n (u_i)^2} \text{ 及び } \|\mathbf{u}\|_\infty = \max_{1 \leq i \leq n} |u_i|$$

【0162】ここで、 IF_0 の最大化に対する制約条件(3e)から(17e)に加えて、区分係数の分散を制限するために、追加の制約条件を付け加えるものと仮定する。

【0163】この分散を制限する第1の方法は、不等式

$$\sum_{t=0}^{t=1} (a_t - 1/8)^2 \leq P_1 \text{ 又は } \sum_{t=0}^{t=3} (b_t^n - 1/4)^2 \leq P_2 \text{ 又は } \sum_{t=0}^{t=1} (c_t^m - 1/2)^2 \leq P_3$$

【0165】ここで、 P_1 、 P_2 、及び P_3 は正の定数である。第2の方法は、第1の方法と等価であるが、次のように制約条件を表す。

$$\left\| \mathbf{a} - \left(\frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8} \right) \right\|_2 \leq \sqrt{P_1},$$

$$\left\| \mathbf{b}_n - \left(\frac{1}{4}, \frac{1}{4}, \frac{1}{4}, \frac{1}{4} \right) \right\|_2 \leq \sqrt{P_2}, \text{ 及び } \left\| \mathbf{c}_m - \left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2} \right) \right\|_2 \leq \sqrt{P_3}$$

【0167】これらの追加の非線形制約条件は、系が単体法では解かれなくにする。しかし、有限次元のベクトル空間では、全てのノルムは位相的に等価であることが知られている。従って、区分係数の分散を制限する

として追加の制約条件を付け加えることである。例えば、

【0164】

【数25】

【0166】

【数26】

目的は、ノルム

【0168】

【数27】

$\|\cdot\|_2$ を、第 3 の方法に従ってノルム $\|\cdot\|_\infty$ で置換するか、又は第 4 の方法に従ってノルム $\|\cdot\|_1$ で置換することによって達成される。ノルム $\|\cdot\|_\infty$ 及び $\|\cdot\|_1$ の使用は、線形の制約条件を得ることを可能にする。実際に、実数の n 重 $\vec{u} = (u_1, u_2, \dots, u_n)$ がどのようなものであれ、不等式 $\|\vec{u}\|_\infty \leq \rho$ は、次の $2 \cdot n$ 線形不等式の組み合わせと等価である。

$$u_1 \leq \rho, u_1 \geq -\rho, u_2 \leq \rho, u_2 \geq -\rho, \dots, u_n \leq \rho, \text{ 及び } u_n \geq -\rho$$

更に、 n 個の追加の未知数 v_1, v_2, \dots 、及び v_n を付け加えれば、次の不等式 $\|\vec{u}\|_1 \leq \rho$ を、 $2 \cdot n + 1$ の線形不等式の組み合わせと等価にすることができる。

$$u_1 \leq v_1, u_1 \geq -v_1, u_2 \leq v_2, u_2 \geq -v_2, \dots, u_n \leq v_n, u_n \geq -v_n \text{ 及び } v_1 + v_2 + \dots + v_n \leq \rho$$

【0169】従って、第 3 及び第 4 の方法によって、依然として単体法を使用し、区分係数の分散を制限することができる。

【0170】
【数 28】

これから、第2の変数変換を説明する。これは線形計画問題を単純化することを可能にし、より少ない未知数を有する幾つかの問題へ線形計画問題を変換する。この変数変換は、次の16重 \bar{y} で区分係数の24重 \bar{x} を置換する。

$$\bar{y} = \begin{pmatrix} p_0, & p_1, & p_2, & p_3, & p_4, & p_5, & p_6, \\ q_0^0, & q_1^0, & q_2^0, & & q_0^1, & q_1^1, & q_2^1, \\ r^0, & & r^1, & & r^2, & & r^3, \end{pmatrix}$$

全単射 $\bar{y} \mapsto \bar{x}$ は、次の方程式(20)、(21)、及び(22)によって与えられる。

$$\begin{cases} a_0 = p_0 & \cdot p_1 & \cdot p_3 \\ a_1 = p_0 & \cdot p_1 & \cdot (1-p_3) \\ a_2 = p_0 & \cdot (1-p_1) & \cdot p_4 \\ a_3 = p_0 & \cdot (1-p_1) & \cdot (1-p_4) \\ a_4 = (1-p_0) & \cdot p_2 & \cdot p_5 \\ a_5 = (1-p_0) & \cdot p_2 & \cdot (1-p_5) \\ a_6 = (1-p_0) & \cdot (1-p_2) & \cdot p_6 \\ a_7 = (1-p_0) & \cdot (1-p_2) & \cdot (1-p_6) \end{cases} \quad (20)$$

$$\forall m \in \{0,1\} \begin{cases} b_0^m = q_0^m & \cdot q_1^m \\ b_1^m = q_0^m & \cdot (1-q_1^m) \\ b_2^m = (1-q_0^m) & \cdot q_2^m \\ b_3^m = (1-q_0^m) & \cdot (1-q_2^m) \end{cases} \quad (21)$$

及び

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} \begin{cases} c_0^m = r^m \\ c_1^m = 1-r^m \end{cases} \quad (22)$$

【0171】

【数29】

\bar{y} の係数は、二分法係数である。実際に、 \bar{y} の各々の係数 d によって、2つの、より小さなセグメントから成る $2 \cdot F$ 個の無線フレームに対応するセグメントの区分を決定することができる。より小さなセグメントの各々は、それぞれの割合 d 及び $(1-d)$ に従って F 個の無線フレームに対応する。従って、 $\log_2 F$ 逐次二分法によって、 F 個の無線フレームに対応するブロックの各々のセグメントの区分係数を決定することができる。

この変数変換の利点は、変数変換の後に、制約条件(4d)から(9d)が、次の条件へ下がることである。

$$\bar{y} \in [0 \ 1]^{17} \quad (23)$$

【0172】

【数30】

更に、不等式 (10 e) から (17 g) で得られた不等式は、二分法係数未知数 \bar{y} で区分係数未知数 \bar{x} を置換することによって、それぞれ (10 f) から (17 f) として書かれる。

従って、制約条件 (23) を、次の制約条件 (23 b) で置換することによって、区分係数の分散を制限することができる。

$$\bar{y} \in [e_1 \ f_1] \times [e_2 \ f_2] \times \dots \times [e_{17} \ f_{17}] \quad (23b)$$

$$\forall i \in \{1, 2, \dots, 17\} 0 \leq \left(\frac{1}{2} - e_i \right) - \left(f_i - \frac{1}{2} \right) \leq \frac{1}{2}$$

$\forall i \in \{1, 2, \dots, 17\} e_i = 0$ 及び $f_i = 1$ のとき、制約条件 (23 b) は制約条件 (23) と同じである。従って、問題は、未知数の集合 (IF_c, \bar{y}) を有する方程式 (3 e)、(23 b)、及び (10 f) から (17 f) の組み合わせである系によって与えられた制約条件のもとで、 IF_c を最大にすることと同じである。

【0173】この問題は、解析的に解く場合に、線形計画問題よりも複雑に見える。なぜなら、制約条件 (10 f) から (17 f) は線形ではないからである。しかし、3つの連続ステップで進めることが可能である。

- 第1のステップは、 p_0 を決定する単一の基本ステップから構成される。
- 第2のステップは、2つの基本ステップへ分割することができ、それらの各々は、 (p_1, q_0^0) 及び (p_2, q_0^1) を決定することから構成される。
- 第3のステップは、4つの基本ステップへ分割することができ、それらの各々は、 (p_3, q_1^0, r_0) 、 (p_4, q_2^0, r^1) 、 (p_5, q_1^1, r^2) 、及び (p_6, q_2^1, r^3) を決定することから構成される。

【0174】各々のステップ内で、基本ステップが実行される順序は関係ない。7つの基本ステップの各々は、単体法によって解くことができる線形計画問題である。更に、これら7つの基本ステップの各々において、 IF_c が未知数の1つである。

【0175】第1のステップにおいて、未知数は (IF_c, p_0) であり、制約条件は、

$$\cdot \text{制約条件 } IF_c \leq IF_{c,0}$$

- ・制約条件 (3 e)、
- ・第1の基本ステップに対する制約条件 $(p_1, q_0^0) \in [e_2 \ f_2] \times [e_8 \ f_8]$ 、及び第2の基本ステップに対する制約条件 $(p_2, q_0^1) \in [e_3 \ f_3] \times [e_{11} \ f_{11}]$ これら2つの制約条件は、4つの線形制約条件、例えば、第1の基本ステップに対する $p_1 \geq e_2$ 、 $p_1 \leq f_2$ 、 $q_0^0 \geq e_8$ 、及び $q_0^0 \leq f_8$ の組み合わせである。

- ・各々の関連シナリオについて、
- 第1の基本ステップのために不等式 (10 f) 及び (11 f) を、並びに第2の基本ステップのために不等式 (14 f) 及び (15 f) を、辺ごとに合計することによって得られる第1の不等式、

- ・制約条件 (3 e)、
- ・2つの線形制約条件 $p_0 \geq e_1$ 及び $p_0 \leq f_1$ の組み合わせである制約条件 $p_0 \in [e_1 \ f_1]$ 、
- ・各々の関連シナリオについて、

- 不等式 (10 f) から (13 f) を、辺ごとに合計することによって得られた第1の不等式、
- 不等式 (14 f) から (17 f) を、辺ごとに合計することによって得られた第2の不等式。

【0176】第1のステップが実行されたとき、係数 p_0 は、もはや未知数ではなく、シナリオ SCN、限界 e_1, e_2, \dots, e_{17} 及び f_1, f_2, \dots, f_{17} 、圧縮レート $\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_7$ 、及び複合チャネルへ与えられた利用可能ビット・レート N_{data} と全く同じように、後続する2つのステップの問題のデータの数値定数部分である。更に、 $IF_{c,0}$ は、第1のステップによって得られた IF_c の値を指す。

【0177】第2ステップの基本ステップの各々において、基本ステップに従った未知数は (IF_c, p_1, q_0^0) 又は (IF_c, p_2, q_0^1) であり、チェックされる制約条件は、

$$(24)$$

- 第1の基本ステップのために不等式 (12 f) 及び (13 f) を、並びに第2の基本ステップのために不等式 (16 f) 及び (17 f) を、辺ごとに合計することによって得られる第2の不等式。

【0178】第1及び第2のステップが実行されたとき、5つの係数 p_0, p_1, q_0^0, p_2 、及び q_0^1 は、もはや未知数ではなく、第3ステップの問題のデータ部分である数値制約条件である。更に、 $IF_{c,1}$ 及び $IF_{c,2}$ は、第2ステップの第1及び第2の基本ステップの間に得られた IF_c の値を指す。

【0179】第3ステップの基本ステップの各々において、未知数は、それぞれ、考慮された基本ステップに従って (IF_c, p_3, q_1^0, r^0) 、 $(IF_c, p_4,$

$q_2^0, r^1)$ 、 (IF_c, p_5, q_1^1, r^2) 、又は (IF_c, p_6, q_2^1, r^3) であり、制約条件は、
 $IF_c \leq \min \{ IF_{c,1}, IF_{c,2} \}$

・制約条件(3e)、

・考慮される基本ステップに従って次の制約条件、

第1の基本ステップに対して $(p_3, q_1^0, r^0) \in [e_4 \ f_4] \times [e_9 \ f_9] \times [e_{14} \ f_{14}]$ 、第2の基本ステップに対して $(p_4, q_2^0, r^1) \in [e_5 \ f_5] \times [e_{10} \ f_{10}] \times [e_{15} \ f_{15}]$ 、第3の基本ステップに対して $(p_5, q_1^1, r^2) \in [e_6 \ f_6] \times [e_{12} \ f_{12}] \times [e_{16} \ f_{16}]$ 、第4の基本ステップに対して $(p_6, q_2^1, r^3) \in [e_7 \ f_7] \times [e_{13} \ f_{13}] \times [e_{17} \ f_{17}]$ 、これら基本ステップの各々は、6つの

従って、区分係数 \bar{x} は、方程式(20)、(21)、及び(2

2)によって定義された変数変換を介して、係数 \bar{y} から推論される。

【0181】今後、 $IF_{c,0}$ 、 $IF_{c,1}$ 、 $IF_{c,2}$ 、 $IF_{c,3}$ 、 $IF_{c,4}$ 、 $IF_{c,5}$ 、 $IF_{c,6}$ は、第1のステップ、第2ステップの2つの基本ステップ、及び第3ステップの4つの基本ステップによって、それぞれ得られた未知数 IF_c の値を指す。

【0182】従って、連立方程式(3e)、(23b)、及び(10f)から(17f)の1つの解 IF_c は、

【0183】

【数32】

$$IF_c = \min_{0 \leq i \leq 6} IF_{c,i}$$

【0184】従って、ダウンリンクの場合、圧縮モードによって影響される8つの無線フレームの間に使用されるスケール・ファクタ LF_c は、この解から推論することができる。

【0185】

【数33】

$$1/IF_c = -\frac{1}{\min_{0 \leq i \leq 6} IF_{c,i}} = \min_{0 \leq i \leq 6} \left(-\frac{1}{IF_{c,i}} \right)$$

【0186】伝送パワーは、これらの8つのフレームの間では $1/LF_c$ に比例し、ノーマル・モードのフレームの間では $1/LF_n$ に比例する。

$$\forall F \in \{1, 2, 4, 8\} \ \forall m \in \left\{ 0, 1, \dots, \frac{8}{F} - 1 \right\} \quad LF_{c,F,m} = \frac{NF}{DF_{1,m}} \quad (26)$$

$$\forall m \in \{0, 1, \dots, 7\} \quad DF_{1,m} = GF_m \quad (27)$$

$$\forall m \in \{0, 1, 2, 3\} \quad DF_{2,m} = c_0^m \cdot GF_{2,m} + c_1^m \cdot GF_{2,m+1} \quad (28)$$

$$\forall m \in \{0, 1\} \quad DF_{4,m} = \sum_{i=0}^{i=3} b_1^m \cdot GF_{4,m+i} \quad (29)$$

$$DF_{8,0} = \sum_{t=0}^{t=7} a_t \cdot GF_t \quad (30)$$

【0191】利得 GF_t は、そのようなものであるか

$c, p_6, q_2^1, r^3)$ であり、制約条件は、
 (25)

線形制約条件の組み合わせである。

・各々の関連シナリオについて、

— 第1、第2、第3、及び第4の基本ステップの各々について、第1のそれぞれの不等式(10f)、(12f)、(14f)、及び(16f)、

— 第1、第2、第3、及び第4の基本ステップの各々について、第2のそれぞれの不等式(11f)、(13f)、(15f)、及び(17f)。

【0180】

【数31】

【0187】アップリンクの場合、系を解くことによって区分係数が決定されるだけであり、スケール・ファクタは、系(2b)を解くことによって、無線フレームの各々について評価されることが想起される。従って、伝送パワーは、無線フレームごとに調節され、 $1/LF$ に比例する。

【0188】ダウンリンクの場合、圧縮モードに関連するグローバル・インターバルの8つのフレームの間に、一定のスケール・ファクタ LF_c を有するのではなく、TTIインターバルの持続時間 $F \in \{1, 2, 4, 8\}$ 及び/又はTTIインターバルの番号 $m \in \{0, 1, \dots, 8/F - 1\}$ に依存して変動するスケール・ファクタ $LF_{c,F,m}$ を選択することができる。

【0189】この目的のために、 $t \in \{0, 1, \dots, 7\}$ であるときの GF_t は、番号 t を有する無線フレームの各々に影響する利得を指し、 NF は、利得 GF_t から独立した正規化スケール・ファクタを指す。従って、トランスポート・チャネルのバランシングを維持することを可能にするスケール・ファクタ $LF_{c,F,m}$ は、次の方程式によって与えられる。

【0190】

【数34】

ら、ノーマル・モードに関してフレーム番号 t の間にサ

ービス品質を維持するために必要な利得は、 $GF_t \cdot L F_n / NF$ に等しい。従って、利得 GF_t の間の割合だけが関連する。更に、特に、 GF_t へ上限を与え、利得 GF_t 及びスケール・ファクタ NF が、同じ割合を保ちな

$$\forall t \in \{0, 1, \dots, 7\} \quad 0 < GF_t \leq 1 \quad (31)$$

更に、圧縮モードに関連するインデックス m の TTI インターバルの間に、 $F \in \{1, 2, 4, 8\}$ の TTI インターバル持続時間を有するトランスポート・チャネルについて、 $LFMIN_{c,F,m}$ がスケール・ファクタ $LF_{c,F,m}$ の最小値として定義される。もし P_i がトランスポート・チャネル i の最大バンクチャリング・レートを指し、また、もし $T(F, m)$ が、インデックス m の TTI インターバルの間に圧縮モードで伝送することを許された TTI インターバル持続時間 F を有するトランスポート・チャネルの集合を指すものとするば、

$$\forall F \in \{1, 2, 4, 8\} \quad \forall m \in \left\{0, 1, \dots, \frac{8}{F}\right\} \quad LF_{c,F,m} \geq LFMIN_{c,F,m} \quad (32)$$

【0196】最後に、フレーム $t \in \{0, 1, \dots, 7\}$ について、対応する方程式 (10d) から (17d) が、下記の方程式 (33) で置換されなければならない。

$$LF_{c,8,0} \cdot a_t \cdot Z_{8,0} + LF_{c,4,t \bmod 4} \cdot b_{t \bmod 4}^{t \bmod 4} \cdot Z_{4,t \bmod 4} + LF_{c,2,t \bmod 2} \cdot c_{t \bmod 2}^{t \bmod 2} \cdot Z_{2,t \bmod 2} + LF_{c,1,t} \cdot Z_{1,t} \leq \beta_t N_{data} \quad (33)$$

結果は、方程式 (26) から (33)、及び (4d) から (9d) を含む系であり、その未知数は NF 、 GF_0 、 GF_1 、 \dots 、 GF_7 、及び区分係数 \bar{x} である ((19) を参照)。この系の解は、関数 $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$ を最大にすること、即ちグローバル・インターバルで最大パワーを最小にすることから構成される。

この系は線形ではないので、それは単体法によって解くことはできない。しかし、数値的方法を適用することができる。例えば、未知数の初期値 \bar{P} からスタートして ($\bar{P} \in R^{33}$ として)、一連の反復が実行される。その各々は、次の動作を実行することから成る。

i. 1つ又は幾つかの変動方向 \bar{u} ($\bar{u} \in R^{33}$) が、各々の決定される変動方向 \bar{u} について決定される。

【0198】

がら一緒に $+\infty$ へ向かうときの不確定を除去するため、次の制約条件 (31) が付け加えられる。

【0192】

【0193】

【数35】

$$LFMIN_{c,F,m} = \max_{i \in T(F,m)} \frac{1 - P_i}{RM_i}$$

【0194】従って、制約条件 (3d) は、下記の制約条件 (32) で置換されなければならない。

【0195】

【数36】

ない。

【0197】

【数37】

【数38】

ii. $\bar{P} + \lambda \cdot \bar{u}$ が全ての制約条件を満たすように、スカラー量 λ が決定される。スカラー量 λ は、 $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$ を最大にする。

iii. もし、いかなる変動方向についても、 $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$ を著しく増大できなければ、 \bar{P} の現在値が解である。そうでなければ、変動方向 \bar{u} の 1 つが選択され、 $\bar{P} + \lambda \cdot \bar{u}$ が \bar{P} によって置換され、 λ が変動方向 \bar{u} に対応するスカラー量となる。次に、ステップ (i) が再び開始される。

\bar{P} の初期値は、例えば次の式によって与えることができる。

$$NF = LFMIN_c \text{ 及び } GF_0 = GF_1 = \dots = GF_7 = 1;$$

$$\forall t \in \{0, 1, \dots, 7\} \quad a_t = \frac{\beta_t}{\sum_{u=0}^{u=7} \beta_u};$$

$$\forall m \in \{0, 1\} \forall t \in \{0, 1, 2, 3\} \quad b_t^m = \frac{\beta_{4-m+t}}{\sum_{u=0}^{u=3} \beta_{4-m+u}}, \text{ 及び}$$

$$\forall m \in \{0, 1, 2, 3\} \forall t \in \{0, 1\} \quad c_t^m = \frac{\beta_{2-m+t}}{\sum_{u=0}^{u=1} \beta_{2-m+u}}.$$

【0199】注意すべきは、変動方向の決定は、多次元方向集合法 (multidimensional directional set method) とも呼ばれるパウエル法 (Powell method) によってなされ得ることである。この方法は、前記の「Cにおける数値的方法」 ("Numerical recipes in C", 2nd ed.,

pp.412) と題する刊行物に説明されている。選択された変動方向は、通常、

【0200】

【数39】

$\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$ の最大増加によって与えられるものである。

更に、 λ を決定するため、実行すべき全てのことは、各々の方程式で、 $\bar{P} + \lambda \cdot \bar{u}$ の座標を \bar{P} の座標で置換することである。

置換の後、最大にされる関数 $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$

【0201】は、 λ の 8 つの有理関数 (即ち、 λ の 2 つの多項式の 8 つの比) からの最大関数になる。有限数のインターバルの中で、 $[0, +\infty[$ の分割を発見して、この関数が、分割インターバルの各々で、これら 8 つの有理関数の 1 つになるようにすることは可能である。この分割を決定することは、有理関数のゼロ及び極を探すことと同じであり、これは既知の問題である。

【0202】従って、系の各々の方程式は、分割の各々のインターバルについて、 λ の有理関数に対する不等式となる。従って、各々の方程式は、 λ のためにインターバルの有限和集合を決定する。この和集合は、分割の考慮されたインターバルに含まれる。各々の方程式のため

に、これらの和集合を交差することによって、インターバルの他の有限和集合が得られる。この和集合は、分割の考慮されたインターバルに含まれている。この有限インターバル和集合の上で

【0203】

【数40】

$$\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$$

【0204】の最大を発見することは、分割の考慮されたインターバルに対応する有理関数の最大を発見することと同じである。これは既知の問題であり、具体的に

は、この有理関数の導関数のゼロ及び極を決定することから成る。従って、実行されるべき全てのことは、分割内の各々のインターバルについて同じように進行し、決定された最大から、

【0205】

【数41】

$$\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$$

連立方程式 (26) から (33)、及び (4d) から (9d) を解く他の発見的方法は、未知数の初期値 \bar{P} からスタートして、次のステップの全て又は一部分を含む1つ又は幾つかの反復を実行することから成る。

i. 因数 $DF_{F,m}$ が、方程式 (27) から (30) によって、未知数の現在値 \bar{P} に依存して計算され、このように計算された $DF_{F,m}$ 因数が「凍結」され、単体法を使用して、残りの方程式 (26)、(32) から (33)、及び (4d) から (9d) が解かれる。ここで、未知数は (NF, \bar{x}) であり、 \bar{x} は、方程式 (19) によって表されるような区分係数である。この解法は、方程式 (3d) から (17d) の前記の解法と同じようにしてなされる。この解法から生じた区分係数は、 \bar{P} における現在の区分係数と置換される。

ii. 未知数の現在値 \bar{P} のために、任意のフレーム番号 $t \in \{0, 1, \dots, 7\}$ について、因数 Λ_t が次の式を使用して計算される。

$$\max_{SCN} \left(\frac{\beta_t N_{\text{max}}}{DF_{3,0} \cdot a_t \cdot Z_{3,0} + DF_{4,t \div 4} \cdot b_{t \bmod 4}^{ndiv4} \cdot Z_{4,t \div 4} + DF_{2,t \div 2} \cdot c_{t \bmod 2}^{ndiv2} \cdot Z_{2,t \bmod 2} + DF_{1,t} \cdot Z_{1,t}} \right)$$

【0208】

【数43】

次に、次の置換が \bar{P} で実行される。

$$GF_t \leftarrow \frac{GF_t}{\Lambda_t} \left/ \left(\max_{0 \leq u \leq 7} \frac{GF_u}{\Lambda_u} \right) \right. \text{ for } t \in \{0, 1, \dots, 7\}$$

$$a_t \leftarrow \frac{a_t \cdot \Lambda_t}{\sum_{u=0}^{u=7} a_u \cdot \Lambda_u} \text{ for } t \in \{0, 1, \dots, 7\}$$

$$b_t^m \leftarrow \frac{b_t^m \cdot \Lambda_{m-2+t}}{\sum_{u=0}^{u=3} b_u^m \cdot \Lambda_{m-2+u}} \text{ for } t \in \{0, 1, 2, 3\} m \in \{0, 1\}$$

$$c_t^m \leftarrow \frac{c_t^m \cdot \Lambda_{m-2+t}}{\sum_{u=0}^{u=3} c_u^m \cdot \Lambda_{m-2+u}} \text{ for } t \in \{0, 1\} m \in \{0, 1, 2, 3\}$$

【0209】ここで、記号 \leftarrow は、右辺が左辺へ代入され

ることを意味する。代入は、先ず現在値に依存して全て

の新しい値を計算し、次に、新しく計算された値を現在値へ代入することによってなされる。

【0210】iii. 未知数の現在値

【0211】

【数44】

\bar{p}

【0212】について、新しいNF値が計算される。これは、全ての他の未知数が凍結されたとき、タイプ(3)

開示された最適化問題において、最大化される関数は、

$LF_c(\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t})$ について)である。実際に、レート

$(\frac{LF_n}{LF_c})(\frac{LF_n}{LF} \cdot GF_t)$ について)は、ノーマル・モードに関して、圧縮

チードによって影響されるグローバル・インターバル、即ちフレーム0~7 (フレーム $t \in \{0, 1, \dots, 7\}$ の間) でサービス品質を維持するために必要なパワー利得に対応する。従って、

$LF_c(\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t})$ について)

【0214】を最大化することは、伝送されるエネルギーを、最長の可能な時間、即ちグローバル・インターバルにわたって分散することによってパワーを最小化すること、及び、複合チャネルのビット・レートがグローバル・インターバルで最大であるときDTXシンボルのトータル数を最小にすることと同じである。そうすれば、

$LF_c(\text{それぞれ } \frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t})$ を最大化する代わりに、

$LF_c(\text{それぞれ } \frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t})$ と一緒に増大し、区分係数の分散と一緒に

に減少する関数を最大化する備えがなされる。この関数は、例えば、

$$LF_c = \Gamma_a \cdot \sum_{t=0}^{t=7} (a_t - 1/8)^2 - \Gamma_b \cdot \sum_{t=0}^{t=3} (b_t - 1/4)^2 - \Gamma_c \cdot \sum_{t=0}^{t=3} (c_t - 1/2)^2$$

(

$$\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t} = \Gamma_a \cdot \sum_{t=0}^{t=7} (a_t - 1/8)^2 - \Gamma_b \cdot \sum_{t=0}^{t=3} (b_t - 1/4)^2 - \Gamma_c \cdot \sum_{t=0}^{t=3} (c_t - 1/2)^2$$

について)

ここで Γ_a 、 Γ_b 、及び Γ_c は正の定数である。

【0216】

3) の全ての方程式を証明する最大の値である。各々のシナリオSCN及び各々のフレーム番号 $t \in \{0, 1, \dots, 7\}$ について、方程式(33)はNFの上限を与える。従って、NFの新しい値は、これら上限の最小の値である。

【0213】

【数45】

生じた干渉は、時間とともに、より良好に分散する。更に、区分係数の分散を最小化することが有利である。なぜなら、不均等な区分は、時間ダイバーシティの損失によって受信の劣化を生じるからである。更に、

【0215】

【数46】

【数47】

この関数において、 $\sum_{t=0}^{t=7} (a_t - 1/8)^2$ 、 $\sum_{t=0}^{t=3} (b_t - 1/4)^2$ 、及び／又は
 $\sum_{t=0}^{t=1} (c_t - 1/2)^2$ における項は、区分係数の分散の減少式によって置
 換され、 $LF_c(\text{それぞれ } \frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t})$ は、 $LF_c(\text{それぞれ } \frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t})$ の
 増加式によって置換されることができる。

【0217】更に、最大化される関数の中でそのような
 項を使用する代わりに、

【0218】

【数48】

$$\sum_{t=0}^{t=7} (a_t - 1/8)^2, \sum_{t=0}^{t=3} (b_t - 1/4)^2, \text{及び／又は} \sum_{t=0}^{t=1} (c_t - 1/2)^2$$

【0219】に上限を与える制約条件方程式、又は区分
 係数の分散を表す他の式を、連立方程式へ付け加え、こ
 れらの付加された制約条件を含む新しい系についてLF
 を最大にすることができる。その場合、新しい系は、
 依然として少なくとも1つの解を有するものと仮定す
 る。

【0220】最後に、この明細書を通して、伝送パワ
 ーの考慮された変動は、ノーマル・モードから圧縮モード
 へ切り替わるとき、及び／又は複合チャネルのビット・
 レートが変動するとき、トランスポート・チャネルのサ
 ービス品質を維持するための変動である。それらの変動
 は、次のものを含まない。

【0221】— 無線フレームよりも短い期間で実行さ
 れる高速パワー制御から生じて、無線チャネル・フェー
 ジングのトレースを可能にする変動、及び干渉レベルで
 の変動。

【0222】— 最大ビット誤り率BERが、平均Eb
 /N比にのみ依存するものと仮定してなされた近似を補
 正する変動。

【0223】最後に、注意すべきは、無線リンクの端に
 位置する2つのエンティティーが、同じ区分係数を圧縮
 モードで使用するとき、これらの区分係数は、エンティ
 ティーの1つによって計算され、それが他のエンティテ
 ィーへ伝送されるか、双方のエンティティーによって、
 同じアルゴリズムに従って計算されることである。

【図面の簡単な説明】

【図1】 3GPPグループによって定義されるような
 第三世代電気通信システムのアップリンク用の伝送チェ
 ーンを示す図である。

【図2】 第三世代電気通信システムのダウンリンク用
 の伝送チェーンを示す図である。

【図3】 1つの多重フレームが圧縮される圧縮モード
 を示す図である。

【図4】 2つの逐次のフレームが圧縮される他の圧縮
 モードを示す図である。

【図5】 従来技術のトランスポート・チャネルA、
 B、C、及びDの例を示す図である。

【図6】 本発明の方法に従って、不均等に区分された
 後の図5のトランスポート・チャネルA、トランスポー
 ト・ブロックの1つの伝送を延期された図5のトランス
 ポート・チャネルB、低減ビット・レート符号化モード
 に従って符号化された図5のトランスポート・チャネル
 C、及び図5のトランスポート・チャネルDを示す図で
 ある。

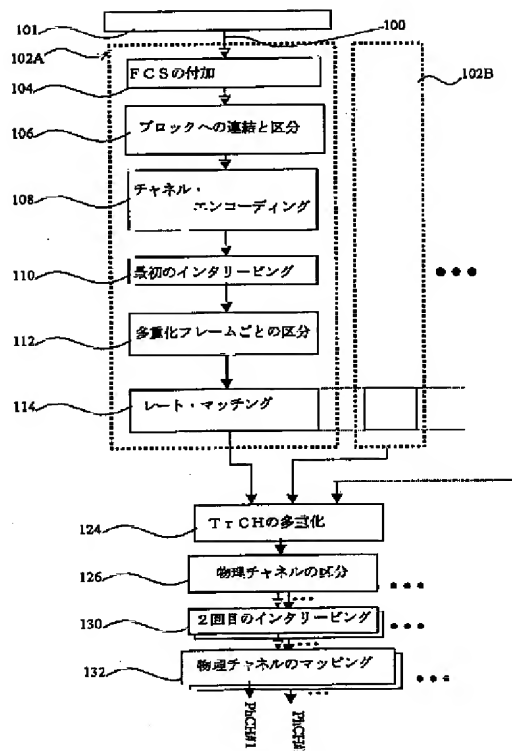
【図7】 最大長のTTIインターバルでレート・マッ
 チング比の変動を有する図5のトランスポート・チャネ
 ルA、B、C、及びDを示す図である。

【図8】 本発明に従って、不均等区分及びレート・マ
 ッチングを行った後の図5のトランスポート・チャネル
 B及びCを示す図である。

【符号の説明】

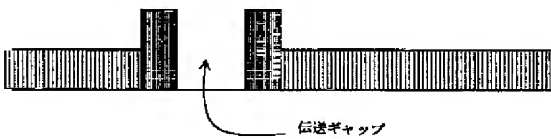
104 FCSの付加、106 ブロックへの連結と区
 分、108 チャネル・エンコーディング、110 最
 初のインタリービング、112 多重化フレームごとの
 区分、114 レート・マッチング、124 TrCH
 の多重化、126 物理チャネルの区分、130 2回
 目のインタリービング、132 物理チャネルのマッピ
 ング。

【図1】



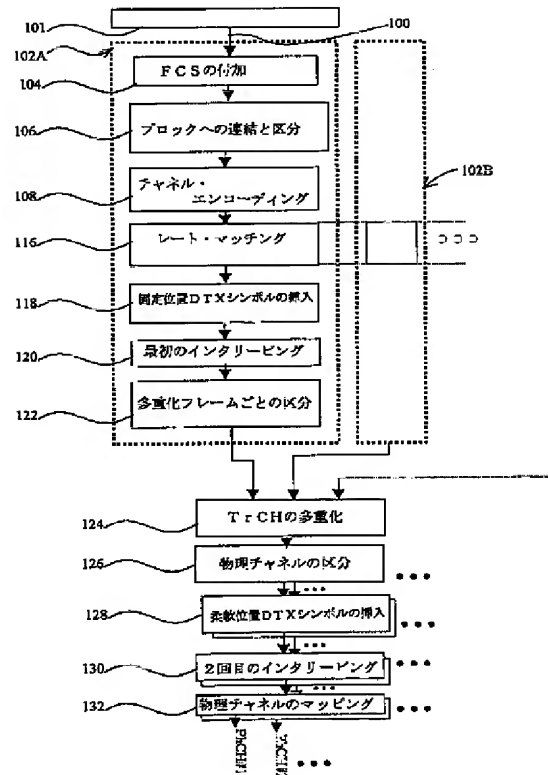
【図3】

無線フレーム0 (ノーマル・モード) 無線フレーム1 (圧縮モード) 無線フレーム2 (ノーマル・モード) 無線フレーム3 (ノーマル・モード)



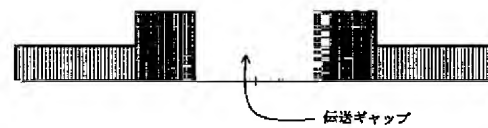
【図5】

【図2】

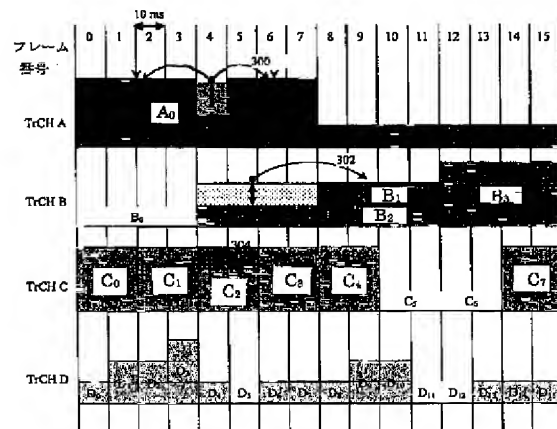
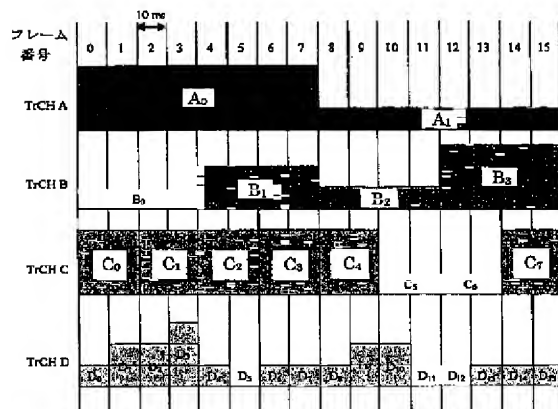


【図4】

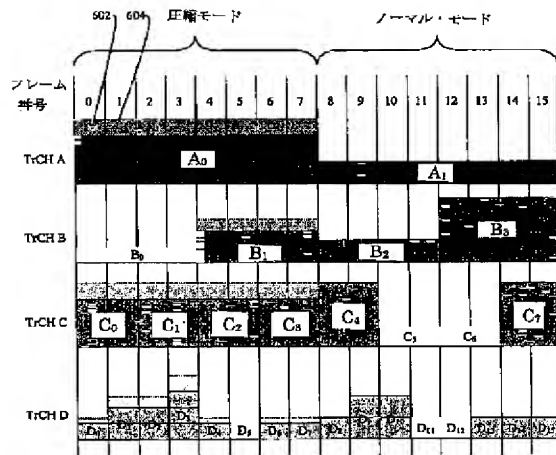
無線フレーム0 (ノーマル・モード) 無線フレーム1 (圧縮モード) 無線フレーム2 (圧縮モード) 無線フレーム3 (ノーマル・モード)



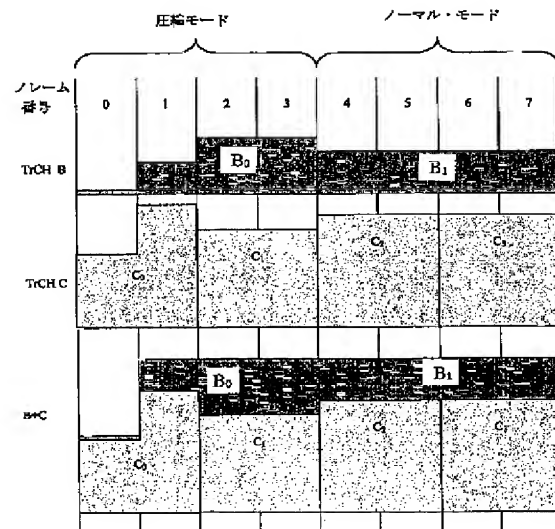
【図6】



【図7】



【図8】



【外国語明細書】

1. Title of Invention

Method and Device for Generating Compressed Mode,
and Base Station and Mobile Station of Telecommunication
System

2. Claims

(1) A method for generating a compressed mode affecting a composite channel comprising at least two transport channels, each of said transport channels transmitting at least one data block for at least one respective transmission time interval (TTI), each of said transmission time intervals (TTI) having a duration specific to each of said transport channels, at least two of said transport channels having transmission time intervals of distinct duration, said method comprising a step of time segmenting the data of at least one of said transport channels, said time segmentation step segmenting said data blocks into data segments, each of said data segments being associated respectively with a time segment of said transmission time interval, said time segments constituting a period common to the transport channels of said composite channel,

characterized in that said segmentation step assigns, for the same transport channel, to each of said data segments, a data count determined depending on at least one segmentation coefficient, and in that at least two of said data segments from the same data block having been assigned by said segmentation have distinct data counts.

(2) The method according to claim 1, characterized in that said segmentation coefficients are determined as a function of a set of at least one scenario, each of the scenarios being parameterized by at least one possible bit rate of at least one transport channel.

(3) The method according to any of claims 1 and 2, characterized in that it is implemented in a telecommunication system using a CDMA type multiple access technology.

(4) The method according to any of claims 1 to 3, characterized in that it further comprises a rate matching step allowing to balance the transport channel bit rate of said composite channel, a rate matching ratio (RF_i) being applied to each of said transport channels, said rate matching ratio (RF_i) being equal to the product of a rate matching attribute (RM_i) specific to said transport channel and a scale factor (LF), said scale factor (LF) being common to all of said transport channels, said scale factor (LF) being constant for each of said time segments and capable of having at least two distinct values (LF_n , LF_c) for at least two time segments, a first one (LF_c) of said at least two distinct values being associated with the compressed mode, and a second one (LF_n) of said at least two distinct values being associated with a so-called normal mode.

(5) The method according to claim 4, in turn a sub-claim of claim 3,

characterized in that said rate matching step is implemented from at least one mobile station to at least one base station of said telecommunication system.

(6) The method according to any of claims 1 to 3, characterized in that it further comprises a rate matching step allowing to balance the transport channel bit rate of said composite channel, a rate matching ratio (RF_i) being applied to each of said transport channels, said rate matching ratio (RF_i) being equal to the product of a rate matching attribute (RM_i) specific to said transport channel and a scale factor (LF), said scale factor (LF) being common to all of said transport channels, at least two intervals, so-called global intervals, being defined for all of said transport channels, the duration of said global intervals being a multiple of the duration of each of said transmission time intervals associated with said transport channels, said scale factor (LF) being constant for each global interval and capable of having at least two distinct values (LF_n , LF_c) for at least two global intervals, a first one (LF_c) of said at least two distinct values being associated with the compressed mode, and a second one (LF_n) of said at least two distinct values being associated with a so-called normal mode.

(7) The method according to any of claims 1 to 3 and 6,

characterized in that it further comprises a step of calculating said segmentation coefficients according to at least one of the criteria belonging to the group comprising:

- minimizing the variance of said segmentation coefficients for the same transport channel;
- maximizing said compressed mode scale factor (LF_c).

(8) The method according to any of claims 1 to 3 and 7,

characterized in that it further comprises at least one of the steps belonging to the group comprising the steps of:

- postponing transmission of at least part of the data comprising said at least one data segment in compressed mode;
- selecting, for at least one data block comprising said at least one data segment in compressed mode, a source encoding mode among a nominal bit rate mode and at least one reduced bit rate mode for at least one transmission time interval associated with said transport channel to be segmented, said reduced bit rate being lower than said nominal bit rate.

(9) The method according to any of claims 6 to 8, in turn a sub-claim of claim 3,

characterized in that said rate matching step is implemented from at least one base station to at least one mobile station of said telecommunication system.

(10) Method according to any of claims 4 to 9, characterized in that said scale factor (LF) is selected either from a first set ($\{LF_n\}$) when said global interval does not comprise any data segment in compressed mode, or from a second set ($\{LF_c\}$) when said global interval comprises at least one data segment in compressed mode.

(11) Method according to claim 10, in turn a sub-claim of claim 6,

characterized in that said first set ($\{LF_n\}$) comprises a single element and in that said second set ($\{LF_c\}$) comprises an element for each of the compression configurations, each of said compression configurations being defined, on the one hand, by the number of time segments in compressed mode, for the corresponding global interval, and on the other hand, by at least one compression rate (β) associated with each of said time segments in compressed mode, said compression rate (β) representing, for said composite channel, the ratio between the available data count, for a given time segment, in compressed mode, and the available data count, for said given time segment, in normal mode.

(12) A device for generating a compressed mode affecting a composite channel comprising at least two transport channels, each of said transport channels transmitting at least one data block for at least one respective transmission time interval (TTI), each of said transmission time intervals (TTI) having a duration specific to each of said transport channels, at least two of said transport channels having transmission time intervals of distinct duration, said device comprising a means for time segmenting the data of at least one of said transport channels, said time segmentation means segmenting said data blocks into data segments, each of said data segments being associated respectively with a time segment of said transmission time interval, said time segments

constituting a period common to the transport channels of said composite channel,

characterized in that said segmentation means assigns, for the same transport channel, to each of said data segments, a data count determined depending on at least one segmentation coefficient, and in that at least two of said data segments from the same data block having been assigned by said segmentation have distinct data counts.

(13) A base station of a telecommunication system comprising at least transmission means of a composite channel comprising at least two transport channels, characterized in that it comprises a device according to claim 12.

(14) A mobile station of a telecommunication system comprising at least transmission means of a composite channel comprising at least two transport channels,

characterized in that it comprises a device according to claim 12.

(15) A device for generating a compressed mode affecting a composite channel comprising at least two transport channels, each of said transport channels transmitting at least one data block for at least one respective transmission time interval (TTI), each of said transmission time intervals (TTI) having a duration specific to each of said transport channels, at least two of said transport channels having transmission time intervals of distinct duration, said device comprising, for at least one of said transport channels, data segment concatenation means, said data segments being received in the same transmission time interval (TTI), said concatenation means concatenating

said data segments into a data block, each of said data segments being respectively associated with a time segment of said transmission time interval, said time segments constituting a period common to the transport channels of said composite channel, characterized in that, for the same transport channel, at least two of said data segments received in the same incoming transmission time interval (TTI) of said concatenation means have distinct data counts.

(16) A base station of a telecommunication system comprising at least transmission means of a composite channel comprising at least two transport channels, characterized in that it comprises a device according to claim 15.

(17) A mobile station of a telecommunication system comprising at least transmission means of a composite channel comprising at least two transport channels,

characterized in that it comprises a device according to claim 15.

3. Detailed Description of Invention

This invention relates to a method for generating a compressed mode affecting a composite channel comprising at least two transport channels, each of said transport channels transmitting at least one data block for at least one respective transmission time interval, each of said transmission time intervals having a duration specific to each of said transport channels, at least two of said transport channels having transmission time intervals of distinct duration, said method comprising a step of time segmenting the data of at least one of said transport channels, said time segmentation step segmenting said data blocks into data segments, each of said data segments being associated respectively with a time segment of said transmission time interval, said time segments constituting a period common to the transport channels of said composite channel. This invention is implemented in particular in the field of third generation telecommunication systems for mobiles.

The 3GPP group (3rd Generation Partnership Project) is a standardization organization whose purpose is the standardization of a third generation telecommunication system for mobiles. The technology considered for such systems is the CDMA (Code Division Multiple Access) technology. One of the fundamental aspects distinguishing third generation systems from second generation ones is that, in addition to making

more efficient use of the radio spectrum, they provide very good service flexibility.

In such a telecommunication system operating according to the CDMA technology, data transmission and reception are done continuously. Thus, if a radio link is allocated to a mobile station, and if this mobile station is to carry out measurements on another carrier frequency than that carrying this radio link, e.g. to change the active base station, the mobile station must then have two radiofrequency receiving chains. Such an implementation is not desirable because it would significantly increase the cost of the mobile station, together with its size and weight.

In order to allow the system to be implemented with a single radiofrequency receiving chain, a so-called compressed mode is being defined by the 3GPP group. In contrast to this, a normal mode designates the operating mode other than the compressed mode. In compressed mode, the whole contents of a multiplexing frame, which in normal mode is transmitted homogeneously in one radio frame, is compressed into one part of the radio frame, typically the edges of the frame so as to provide a silent gap within the radio frame. Fig. 3 illustrates this compressed mode. The compressed multiplexing frame is transmitted at the beginning and the end of the radio frame and a transmission gap is created in the middle of the radio frame. Alternatively, two successive frames can be compressed, in order to form a longer transmission gap, as illustrated in Fig. 4. During the transmission gap,

the mobile station can carry out measurements on other carrier frequencies.

In general, the compressed mode poses the problem that, in order to obtain the same quality of service during compressed transmission, a higher power transmission is required, and this then causes greater interference to other users. Also, as the compressed mode also involves the uplink, as will be seen later on, a power increase for the mobile station due to the compressed mode further has the drawback of being limited by the capacity of the mobile station.

Creating a compressed mode not only involves the downlink (network to mobile station), but also the uplink (mobile station to network). Indeed, when the frequency on which the measurement is to be carried out is spectrally close to the carrier frequency of the uplink in normal mode, the downlink being simultaneously in the compressed mode, the mobile station produces self-coupling. A part of the incoming signals measured by the mobile station is interfered by its transmission. The larger the spectral distance between the transmission frequency and the measurement frequency, the more the measurement frequency is naturally isolated from the transmission frequency. On the other hand, a short distance requires the construction of an isolating filter with very stringent features, and therefore correspondingly higher costs.

It is an object of this invention to provide a solution for implementing this compressed mode. Before explaining the known methods for generating this compressed mode, the organization of the uplink and

downlink of the telecommunication system proposed by the 3GPP group should be described first of all.

In the OSI (Open System Interconnection) model of the ISO (International Standardization Organization), telecommunication equipment is modeled by a layer model constituting a protocol stack wherein each layer is a protocol providing a service to the higher level layer. The service provided by layer 1 is called "transport channels". A transport channel can therefore be understood as a data flow between the level 1 and level 2 layers of the same equipment. A transport channel (abbreviated as TrCH) enables the level 2 layer to transmit data with a certain quality of service. This quality of service depends on the channel coding and interleaving used. A transport channel can also be understood as a data flow between two level 2 layers of two separate equipments connected via a radio link.

The transmission chains, respectively for the uplink and the downlink of a third generation telecommunication system, such as defined by the 3GPP group, are shown in Figs. 1 and 2. In these figures, similar blocks are referenced by the same number.

For each transport channel, referenced as 100, a higher level layer 101 periodically supplies the level 1 layer with a transport block set. The periodical interval, at which the transport block set is supplied to the transport channel, is called the transmission time interval or TTI interval of the transport channel. Each transport channel has a TTI interval duration of its own. The duration of the TTI intervals can be 10, 20, 40 or 80 ms. Examples of transport channels A, B,

C, and D are shown in Fig. 5. In this Fig. 5, the transport block set received by each transport channel is represented by a bar chart bar. The length of the bar chart bar represents a TTI interval of the associated transport channel and its surface corresponds to the payload of the transport block set. Referring to Fig. 5, the duration of the TTI intervals associated with transport channels A, B, C, and D is 80 ms, 40 ms, 20 ms, and 10 ms, respectively. Moreover, horizontal dotted lines in the bar chart bars indicate the number of transport blocks of each transport block set. In Fig. 5, transport channel A receives, during a first transmission time interval, a first transport block set A_0 comprising 3 transport blocks, and during the subsequent TTI interval, a second transport block set A_1 comprising a single transport block. Similarly, transport channel B receives the transport block sets B_0 , B_1 , B_2 , and B_3 during four consecutive TTI intervals, comprising respectively 0, 2, 1, and 3 transport blocks. Transport channel C receives the transport block sets C_0 to C_7 during eight successive TTI intervals, and finally, transport channel D receives the transport block sets D_0 to D_{15} during sixteen TTI intervals.

In addition, the transport format designates information representing the number of transport blocks contained in the transport block set received by a transport channel and their respective sizes. For a given transport channel, there is a finite set of possible transport formats one of which is selected at each TTI interval depending on the requirements of the

higher level layers. For a constant bit rate transport channel, this set only comprises one element. In the example of Fig. 5, transport channel A has a first transport format for the set A_0 received during radio frames 0 to 7, and a second transport format for the set A_1 during radio frames 8 to 15.

Referring again to Figs. 1 and 2, each transport channel, referenced as 100, receives at each associated TTI interval, a transport block set from a higher level layer 101. Transport channels with different quality of service are processed by separate processing chains 102A, 102B. A frame check sequence FCS is attached to each of these blocks during a step referenced as 104. Such sequences are used upon receipt to detect whether the transport block received is correct or corrupted. It should be noted that the FCS sequence can have a zero size when error detection is not required. The next step, referenced as 106, consists in forming a set of blocks to be coded from the transport block set and their respective FCS. Typically, this step 106 consists in serially concatenating the transport blocks and their respective FCS sequences in order to form a single data block. This single block constitutes a block to be coded, when its size is less than a certain limit depending on the type of channel coding, otherwise it is segmented into a set of identically sized blocks to be coded, so that the size of none of them exceeds the maximum size determined by the channel encoder. The next step 108 consists in performing channel coding for the blocks to be coded. Thus, after this step, a set of coded blocks is obtained at each

TTI interval. Typically, each block to be coded of the same set is coded separately, and the resulting blocks are concatenated together, to form a single coded block. A coded block can therefore correspond to several transport blocks. Just as a series of transport block sets constitutes a transport channel, a series of coded transport blocks will be called a coded transport channel. The channels thus coded are then rate matched, interleaved and segmented according to a different order, depending on whether the uplink or the downlink is involved.

In the uplink, illustrated in Fig. 1, the coded transport channel is first interleaved on the associated TTI interval in a step referenced as 110, then segmented in a step referenced as 112, and finally rate matched in a step referenced as 114. During the segmentation operation, the sets of coded transport blocks are segmented into as many data segments as there are radio frames in a TTI interval of the channel involved. Each data segment is associated with a multiplexing frame of its own.

In the downlink, illustrated in Fig. 2, the coded transport channel is first rate matched 116, then interleaved 120 and finally segmented 122. Note that, in this link, rate matching 116 is preceded by a DTX symbol insertion step 118 in the event of fixed position transport channels.

Referring again to Figs. 1 and 2, the different transport channels, after encoding, segmentation, interleaving and rate matching, are multiplexed with each other in a step 124 in order to form a composite

channel. This multiplexing step 124 periodically produces a data block called multiplexing frame. The multiplexing frame production period typically corresponds to one radio frame. The series of multiplexing frames constitutes the composite channel. As the bit rate of the multiplexed transport channels may vary, the bit rate of the composite channel obtained after this step 124 also varies. The capacity of a physical channel being limited, it may then happen that the number of physical channels required for conveying this composite channel is greater than one. When the number of physical channels required is greater than one, a step 126 of segmenting this composite channel into physical channels is provided. E.g. for two physical channels, this segmentation step 126 consists in sending, alternatively, one symbol to a first physical channel DPDCH#1 and one symbol to a second physical channel DPDCH#2.

The data segments obtained are then interleaved in a step referenced as 130, then transmitted on the corresponding physical channel in a step referenced as 132. This final step consists in a spread spectrum modulation of the transmitted symbols.

The number of symbols N_{data} available for a multiplexing frame due to the limits of the physical channel(s) is semistatic in the downlink and dynamic in the uplink. A quantity is said to be semistatic if the level 1 layer cannot, of its own accord, change it multiplexing frame by multiplexing frame, or TTI interval by TTI interval, in particular depending on transport channel bit rate variations (i.e. transport

format variations). Whatever is not semistatic is said to be dynamic. Hereafter, this number of symbols N_{data} denotes the available bit rate of the composite channel. Thus, the number of physical channels after the physical channel segmentation step 126 is semistatic in the downlink, and dynamic in the uplink.

As mentioned before, one of the issues of third generation mobile radio systems is to efficiently multiplex at the radio interface services not having the same requirements in terms of quality of service (QoS). The rate matching step (114, 116) allows to optimize this multiplexing as will be explained. The differences in quality of service imply in particular using respective transport channels with different channel coding and interleaving so as to ensure a quality of service specific to each transport channel. The quality of service of a transport channel is defined by at least one criterion among the following:

- maximum transmission delay (hence a TTI interval maximum duration),
- bit error maximum rate (BER), and/or
- transport block error maximum rate (BLER).

The bit error rate is sufficiently low when the set of coded symbols has a sufficient average E_b/I ratio depending on the encoding. The E_b/I ratio is the ratio of the average energy of each coded symbol (E_b) to the average energy of interference (I). The rate matching step (114, 116) is for balancing the E_b/I ratio between transport channels with different qualities of service. The incoming bit error rate BER depends on this E_b/I ratio. Indeed, for a channel

decoder performing a decoding operation corresponding to the reverse operation of encoding 108, the higher the E_b/I ratio at the decoder input, the lower the output bit error rate.

For CDMA-type multiple access, the system's capacity is directly limited by the interference level because several entities not separated in space or time can transmit simultaneously on the same carrier frequency. In order to maximize system capacity, each coded transport channel should therefore have a minimum E_b/I ratio but nevertheless sufficient for maintaining its quality of service. The rate matching step (114, 116) allows this E_b/I ratio minimization, because due to it, the different transport channels can receive different E_b/I s according to semistatically determined ratios.

During this rate matching step (114, 116), a RF_i rate matching ratio is applied to each transport channel i , so that for each block k with a symbol count X_k before rate matching and a symbol count Y_k after rate matching, Y_k is such that the RF_i rate matching ratio is, except for rounding, is equal to the ratio $\frac{Y_k}{X_k}$. After rate matching, the average E_b/I ratio has then been multiplied by the matching ratio RF_i .

Balancing the E_b/I ratio only establishes the proportion between the respective matching ratios RF_i of the various coded transport channels. It does not enforce the absolute value of rate matching ratio RF_i . Thus, the required set of rate matching ratios RF_i has to be determined except for a multiplying factor,

hereafter called scale factor LF. The lower limit of the matching ratio RF_i is established by the maximum puncturing rate that the transport channel encoding can tolerate and its upper limit is established by the available bit rate N_{data} supplied to the composite channel by the physical channels allocated to communication, taking into account the definition of the different transport format combinations. Thus, we can write:

$$RF_i = LF \cdot RM_i \quad (1)$$

where:

- the set $\{RM_i\}$ is such that the proportions between the different rate matching attributes RM_i correspond to the desired proportions between the E_b/I_s of each incoming coded transport channel. The matching attributes RM_i do not take into account the lower and upper limits imposed on the rate matching ratios, respectively by the maximum puncturing rates specific to each transport channel and by the available rate N_{data} ; and
- LF is the scale factor. The scale factor LF is the same for all coded transport channels.

In the telecommunication system proposed by the 3GPP group, rate matching is not performed in the same way in the uplink and the downlink. In the uplink, it was decided to transmit continuously, because discontinuous transmission would deteriorate the peak to average radiofrequency power ratio at the output of the mobile station. This ratio is therefore sought to be as close as possible to 1. As it is necessary to

transmit continuously on the uplink, the ratio $Y_k/X_k \approx RF_i$ can therefore vary every multiplexing frame. Indeed, $MBS(j)$ designating the set of coded block types for a given transport format combination j , then the sum of block sizes after rate matching $\sum_{k \in MBS(j)} Y_k$ must be exactly

equal to the available bit rate N_{data} . The available bit rate N_{data} can only have certain predefined values N_1, N_2, \dots, N_R (with $N_1 < N_2 < \dots < N_R$) that depend on the physical channel format in the uplink. In particular, this format is defined by the spreading factor and the number of codes used for a multicode transmission. For each combination j , the following system with unknowns $\{Y_k\}_{k \in MBS(j)}$ is obtained:

$$\begin{cases} \forall k \in MBS(j) & Y_k \approx LF \cdot RM_{I(k)} \cdot X_k \\ \sum_{k \in MBS(j)} Y_k = N_{data} \\ LF \geq LFMIN_i \\ N_{data} \in \{N_1, \dots, N_R\} \end{cases} \quad (2)$$

where $I(k)$ designates the transport channel producing the block type k .

A rule for selecting the available bit rate N_{data} from the set marked $\{N_1, N_2, \dots, N_R\}$ is given in the documentation of the 3GPP in order to resolve system (2) unambiguously.

Thus, in the uplink, the rate matching ratio RF_i of a coded transport channel i varies dynamically depending on the variations of transport format combinations.

In the downlink illustrated by Fig. 2, the peak to average radiofrequency power ratio is anyway very poor in any case because the base station is transmitting simultaneously to several users, and the signals for

these users are combined constructively or destructively inducing wide variations in the radiofrequency power transmitted by the network. Therefore, it has been decided that, for the downlink, balancing the E_b/I ratios between different transport channels would be done with semistatic ratio rate matching (i.e. in fact with a semistatic LF), and that multiplexing frames would be completed with dummy symbols called DTX symbols. DTX (Discontinuous Transmission) symbols are symbols having a constant value distinct from any possible value of the data symbols. DTX symbols are transmitted with zero energy, and do not carry any information; in fact, they are rather discontinuous transmission indicators than real symbols. Such DTX symbols are inserted dynamically either TTI interval by TTI interval in step 118, or multiplexing frame by multiplexing frame in step 128. In this link, the LF factor used is semistatic and is determined once and for all when the composite channel is formed in order to minimize the number of DTX symbols to be inserted when the bit rate of the composite channel is at a maximum. In fact, this technique is for limiting the deterioration of the peak to average radiofrequency power ratio in the worst case.

Thus, the uplink and the downlink differ in that, in the uplink, rate matching is dynamic in order to complete the multiplexing frames up to the available bit rate N_{data} is obtained, whereas, in the downlink, rate matching is semistatic, and DTX symbols are inserted dynamically to complete multiplexing frames.

As indicated before, a segmentation per multiplexing frame step (112, 122) is carried out on each coded and interleaved transport channel. Indeed, before the latter step (112, 122), all operations are done TTI interval by TTI interval. And yet, two distinct transport channels can have distinct TTI interval duration. In order to carry out step 124 of multiplexing different downstream transport channels, it is necessary to come down to a period corresponding to one multiplexing frame. This period is typically a radio frame (10 ms). This is precisely the object of the segmentation per multiplexing frame step (112, 122). Any block of n symbols for a transport channel i having a TTI interval lasting F_i times the common period is segmented into F_i blocks roughly having the size of $\left\lfloor \frac{n}{F_i} \right\rfloor$ or $\left\lceil \frac{n}{F_i} \right\rceil$. It is recalled that $\lfloor x \rfloor$ et $\lceil x \rceil$ respectively denote the largest integer less than or equal to x and the smallest integer greater than or equal to x .

As indicated above, inserting DTX symbols in the downlink is done either TTI interval by TTI interval (step 118) or multiplexing frame by multiplexing frame (step 128). The insertion of DTX symbols into each TTI interval allows to have fixed positions for each transport channel. Here, fixed means that this position does not depend on the payload of the segments of each transport channel transmitted in the multiplexing frame. The mobile station can thus demultiplex the different transport channels without any explicit indication of payload of each of these transport

channels or, more precisely, without any indication of their current transport format. When all the multiplexing frames have been received for a given TTI interval of a transport channel, the mobile station attempts to determine, through successive attempts, the transport format for the TTI interval under consideration. This technique is commonly called blind rate detection (BRD), and more correctly blind transport format detection technique. In this way, system capacity is optimized because it is not necessary for the network to transmit for each transport channel, and for each multiplexing frame, an explicit current bit rate or transport format indication. Unfortunately, this technique is applicable only when the number of possible bit rates for each transport channel is low, and the bit rate of each transport channel is also low (e.g. less than 32 kbit/s).

In the event a bit rate indication exists for the multiplexing frame, then flexible positions for the transport channels can be envisaged with acceptable complexity. It should be noted that such a bit rate indication is not transmitted in the composite channel, but on the physical control channel associated with the physical channel(s) carrying the composite channel. Inserting DTX symbols is then done multiplexing frame by multiplexing frame after the transport channel multiplexing step 124. In Fig. 2, inserting DTX symbols 128 is done more precisely before the second interleaving step 130. The insertion is such that the DTX symbols are grouped in each time slot at

transmission. This is also done so that the number of DTX symbols in each time slot is approximately the same. Thus, a fair time diversity can be obtained.

Based on this architecture of the system uplinks and downlinks, a compressed mode can be created in four different ways:

- by increasing the container size,
- by reducing the contents size,
- by modifying the contents distribution, or
- by postponing transport block transmission.

Increasing the size of the container is the same as increasing the gross bit rate of the set of physical channels for one radio frame. E.g. the gross bit rate is increased by halving the spreading factor used by the CDMA technology. Alternatively, the number of physical channels used can be increased. This may be necessary because the reduced spreading factor cannot be less than 4. In the downlink, this poses the problem of code shortage. Indeed, mutually orthogonal codes are used in the downlink for spreading the spectrum of each user's signals. Indeed, orthogonality is a property required for rejecting interference.

Orthogonal codes, conventionally designated by the term OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor) can be classified according to a tree wherein the spreading factor is multiplied by two at each node on any path from the root to any branch of the tree. The spreading factor is then proportional to the code length. Recursively generating OVSF codes is done as follows: any code C of a length L has two child-codes of double length 2L in the tree that are obtained, for the

former, by concatenating C with itself ($C\ C$), and for the latter, by concatenating C with its complement ($C\ \bar{C}$). This tree classification is useful not only for code generation but also for choosing user codes. Indeed, this tree defines an orthogonality relationship between codes so that if one code is used by a user, then all ancestor codes and all descendant codes of this code are prohibited for other users, otherwise the orthogonality relationship among users is disrupted. Such a solution therefore poses the problem of code shortage for the downlink.

This problem also persists when the code is just reserved and not used for transmission. This is the case during the transmission gap in the compressed mode. This problem is further increased when the reserved code has a low spreading factor: indeed, the lower the spreading factor of a code, the closer this code is to the tree root, and the larger the number of its prohibited descendant codes. It is easily understood that by halving a user's spreading factor, a node is moved up towards the tree root, and the size of the prohibited descendant code sub-tree is doubled, and therefore, the problem of OVSF code shortage is increased.

Another way of implementing this compressed mode consists in reducing the content size by puncturing a sufficient number of symbols. This method has not yet been described completely in the 3GPP documentation, but it is currently assumed that an additional puncturing step will be added after the transport channel multiplexing step 124. However, this method has

the drawback that it is difficult to optimize the puncturing pattern depending on the different channel encodings 108 given the position of the additional puncturing step in the transmission chain.

Another way of forming this compressed mode consists in modifying the data symbol position in the composite channel so as to form a transmission gap by grouping the DTX symbols. Hereafter, this method is called DTX symbol grouping method. For the downlink, this solution applies to the composite channel containing DTX symbols for obtaining a transport channel flexible position. Indeed, in this case, rate matching is done statically, and DTX symbols are used to complete the multiplexing frames. For flexible position transport channels, such symbols are added e.g. at the end of multiplexing frames. This solution then consists in grouping such DTX symbols over a period of time within a radio frame so as to form a transmission gap.

Unfortunately, this solution only applies to the downlink with transport channel flexible positions. For fixed position transport channels, all the DTX symbols do not contribute to forming the transmission gap. The DTX symbols for fixing the position of a transport channel are inserted in step 118 and are not grouped together in the radio frame. Indeed, grouping such DTX symbols would be the same as making the transport channel position flexible. The size of the transmission gap that can be formed by grouping DTX symbols is then reduced. Another drawback of this DTX symbol grouping method is that depending on the transport format

combination of the multiplexing frame to be transmitted in compressed mode, the number of DTX symbols to be inserted is more or less large. Thus, if it happens, during compressed mode, that nothing is to be transmitted by the higher level layers, the method will be employed advantageously. If, on the other hand, during compressed mode, a lot of data has to be transmitted, then the impact of this method will be reduced, if not cancelled.

Finally, another solution for implementing this compressed mode consists in postponing the transmission of certain transport blocks. Throughout the description, this solution will be called data transmission postponing. This solution only applies to non real-time services capable of tolerating relatively long transmission delays. In fact, this method consists in modifying the set of transport format combinations allowed during the TTI intervals of the transport channel involved comprising a compressed mode frame, so that the transport formats admissible for this transport channel allow less data to be transmitted than in normal mode. This does not mean that data will be removed that was to be transmitted during the TTI intervals comprising a compressed mode multiplexing frame, but only that transmission will be postponed.

This method is illustrated in Fig. 6, to be compared to Fig. 5, for transport channel B. Figs. 5 and 6 show the same data traffic. In Fig. 6, the fourth radio frame is in compressed mode. The transmission of one of the transport blocks of the set B_1 is postponed; it will only be transmitted during radio frames 8, 9,

10, and 11. The main disadvantage of this method is that it does apply only to non real-time services tolerating long delays.

It is an object of the invention to compensate for all or part of the above-mentioned drawbacks by providing a method applicable both to the uplink and the downlink of a telecommunication system, with fixed or flexible service positions, such services being real-time or not, and which, when the puncturing rate is increased, allows to optimize the puncturing pattern.

Also, the subject of the invention is a method for generating a compressed mode affecting a composite channel comprising at least two transport channels, each of said transport channels transmitting at least one data block for at least one respective transmission time interval, each of said transmission time intervals having a duration specific to each of said transport channels, at least two of said transport channels having transmission time intervals of distinct duration, said method comprising a step of time segmenting the data of at least one of said transport channels, said time segmentation step segmenting said data blocks into data segments, each of said data segments being associated respectively with a time segment of said transmission time interval, said time segments constituting a period common to the transport channels of said composite channel, characterized in that said segmentation step assigns, for the same transport channel, to each of said data segments, a data count determined depending on at least one

segmentation coefficient, and in that at least two of said data segments from the same data block having been assigned by said segmentation have distinct data counts.

According to the invention, it is chosen to reduce the contents of the transport channel for the compressed mode multiplexing frame by modifying the segmentation step (112, 122). In particular, provision is made for generating a smaller data segment for the compressed mode multiplexing frame and distributing the missing data of this segment over the other segments of the associated TTI interval. A time segment is the period required for transmitting the data segmented in steps 112 and 122 and corresponding to the period at the end of multiplexing step 124.

Preferably, the segmentation coefficients are determined depending on a set of at least one scenario, each of the scenarios being parameterized by at least one possible bit rate of at least one transport channel.

When it is implemented in a telecommunication system using a CDMA-type multiple access technology, the method according to the invention can further comprise a rate matching step allowing to balance the bit rate of transport channels of said composite channel, a rate matching ratio being applied to each of said transport channels, said rate matching ratio being equal to the product of a rate matching attribute specific to said transport channel and a scale factor, said scale factor being common to the set of said transport channels, said scale factor being constant

for each of said time segments and capable of having at least two distinct values for at least two time segments, a first one of said at least two distinct values being associated with the compressed mode, and a second one of said at least two distinct values being associated with a so-called normal mode. Said rate matching step is then implemented from at least one mobile station to at least one base station of said telecommunication system.

The method can also further comprise a rate matching step allowing to balance the bit rate of the transport channels of said composite channel, a rate matching ratio being applied to each of said transport channels, said rate matching ratio being equal to the product of a rate matching attribute specific to said transport channel and a scale factor, said scale factor being common to all of said transport channels, at least two intervals, so-called global intervals, being defined for all of said transport channels, the duration of said global intervals being a multiple of the duration of each of said transmission time intervals associated with said transport channels, said scale factor being constant for each global interval and capable of having at least two distinct values for at least two global intervals, a first one of said at least two distinct values being associated with the compressed mode, and a second one of said at least two distinct values being associated with a so-called normal mode. Said rate matching step being then implemented from at least one base station to at least one mobile station of said telecommunication system.

According to other features, the inventive method also comprises the step of:

- calculating said segmentation coefficients according to at least one of the criteria belonging to the group comprising the steps of:
 - minimizing the variance of said segmentation coefficients for the same transport channel;
 - maximizing said compressed mode scale factor (LE_c)
- one of the steps belonging to the group comprising the steps of:
 - postponing transmission of at least part of the data comprising said at least one data segment in compressed mode;
 - selecting, for at least one data block comprising said at least one data segment in compressed mode, a source encoding mode among a nominal bit rate mode and at least a reduced bit rate mode for at least one transmission time interval associated with said transport channel to be segmented, said reduced bit rate being lower than said nominal bit rate.

Advantageously, the scale factor is selected either from a first set when said global interval does not comprise any data segment in compressed mode, or from a second set when said global interval comprises at least one data segment in compressed mode. Said first set comprises a single element and said second set comprises an element for each of the compression configurations, each of said compression configurations being defined, on the one hand, by the number of time

segments in compressed mode, for the corresponding global interval, and on the other hand, by at least one compression rate associated with each of said time segments in compressed mode, said compression rate representing, for said composite channel, the ratio between the available data count, for a given time segment, in compressed mode, and the available data count, for said given time segment, in normal mode.

Another subject of the invention is a device for generating a compressed mode affecting a composite channel comprising at least two transport channels, each of said transport channels transmitting at least one data block for at least one respective transmission time interval, each of said transmission time intervals having a duration specific to each of said transport channels, at least two of said transport channels having transmission time intervals of distinct duration, said device comprising means for time segmenting the data of at least one of said transport channels, said time segmentation means segmenting said data blocks into data segments, each of said data segments being associated respectively with a time segment of said transmission time interval, said time segments constituting a period common to the transport channels of said composite channel, characterized in that said segmentation means assigns, for the same transport channel, to each of said data segments, a data count determined depending on at least one segmentation coefficient, and in that at least two of said data segments from the same data block having been assigned have distinct data counts.

Another subject of the invention is a base station and a mobile station of a telecommunication system each comprising at least composite channel transmission means and a device such as defined above.

Another subject of the invention is a device for generating a compressed mode affecting a composite channel comprising at least two transport channels, each of said transport channels transmitting at least one data block for at least one respective transmission time interval, each of said transmission time intervals having a duration specific to each of said transport channels, at least two of said transport channels having transmission time intervals of distinct duration, said device comprising, for at least one of said transport channels, data segment concatenation means, said data segments being received in the same transmission time interval, said concatenation means concatenating said data segments into a data block, each of said data segments being respectively associated with a time segment of said transmission time interval, said time segments constituting a period common to the transport channels of said composite channel, characterized in that, for the same transport channel, at least two of said data segments received in the same transmission time interval at the input of said concatenation means have distinct data counts.

Another subject of the invention is a base station and a mobile station of a telecommunication system each comprising at least means for receiving a composite channel comprising at least two transport channels and a device as defined above.

Other features and advantages of the invention will be apparent from the perusal of the following detailed description, with reference to the accompanying drawings.

According to the invention, the size of the multiplexing frame in compressed mode is reduced by modifying the segmentation step (112, 122). Throughout the description, this method will be called unequal segmentation per multiplexing frame method.

Indeed, in the third generation telecommunication systems being specified, the segmentation per multiplexing frame step (112, 122) generates data segments having the same size, except for to one symbol. Thus, e.g., having a 40 ms TTI interval for transmitting 800 coded symbols, these 800 symbols are

segmented into four segments of 200 symbols each. Each of these segments is then transmitted for one multiplexing frame. These four segments all having the same size, this is said to be equal segmentation. If the number of symbols to be transmitted is not a multiple of four, or more generally a multiple of the number of multiplexing frames in the coded transport channel TTI interval, then segmentation is said to be quasi equal, i.e. the data segments resulting from segmentation are equal, except for one symbol. E.g., if a block of 799 symbols is to be segmented into four segments, then three segments of 200 symbols and one segment of 199 symbols will be obtained after segmentation.

According to the invention, an unequal segmentation is performed so that the data segment associated with a radio frame in compressed mode has a smaller size to the detriment of the other data segments.

This method is illustrated in Fig. 6 to be compared to Fig. 5 (prior art known solution). The method is applied to the coded transport channel A. In Fig. 6, the radio frame number 4 is in compressed mode. Note that in the present case, to facilitate understanding, each bar chart bar is construed here as representing the load of a data block after the first interleaving step (110, 120), and not as that of a transport block set.

In these figures, the interleaved block from the first interleaving operation and corresponding to A_0 is transmitted during radio frames 0 to 7. It comes from a

set of three transport blocks. For Fig. 5, this interleaved block is segmented (112, 122) evenly into eight data segments that are equal except for one symbol, each data segment being associated with one of radio frames 0 to 7. For Fig. 6, the interleaved block A_0 is segmented unevenly and comprises, at the end of the segmentation step (112, 122), a segment associated with radio frame 4 that is smaller in comparison with the corresponding segment of Fig. 5. The other segments, associated to radio frames 0, 1, 2, 3 and 5, 6, 7 are larger in comparison with the corresponding ones of Fig. 5.

This method allows less data to be transmitted during the radio frame supposed to be in compressed mode (e.g. frame 4 in Fig. 6), but requires more data to be transmitted during the other radio frames of the TTI interval involved (in this case, frames 0 to 3 and 5 to 7 in Fig. 6 for transport channel A). And yet, when the bit rate of the composite channel is already at a maximum, it is not possible to transmit more data in the other TTI interval radio frames, in particular for the downlink. Indeed, the scale factor LF of the downlink is defined so as to minimize the number of DTX symbols inserted when the composite channel is at maximum bit rate. It is then advantageous to combine the unequal segmentation method with another compression method.

An advantage of combining the unequal segmentation method with a complementary method is that compression is distributed for each transport channel over a complete TTI interval instead of concerning only one

radio frame. Thus, increasing the composite channel transmission power required for maintaining the quality of service of the transport channels is less because it lasts longer. This is particularly advantageous for the uplink because the mobile station has limited transmission power.

E.g., it is advantageous to combine the unequal segmentation per multiplexing frame method with a compressed mode generation by rate matching method. This complementary method is explained hereafter distinguishing the uplink from the downlink.

In the uplink, the method for creating the compressed mode by rate matching, complementary to the unequal segmentation per multiplexing frame, consists in reducing the LF value for the frame in compressed mode. The compression rate designates the ratio of the number of symbols in a multiplexing frame (time segment) in compressed mode and the number of symbols in the same multiplexing frame (time segment) in normal mode. Then, in order to obtain a compression rate β of the multiplexing frame, all that is required is to replace N_{data} by $\beta \cdot N_{\text{data}}$ in the equation system (2). Thus, the equation system (2b) below is obtained:

$$\left\{ \begin{array}{l} \forall k \in \text{MBS}(j) \ Y_k \approx \text{LF} \cdot \text{RM}_{l(k)} \cdot X_k \\ \sum_{k \in \text{MBS}(j)} Y_k = \beta \cdot N_{\text{data}} \\ \text{LF} \geq \text{LFMIN}_n \\ N_{\text{data}} \in \{N_1, \dots, N_R\} \end{array} \right. \quad (2b)$$

Note that the available rate N_{data} selected from the set $\{N_1, \dots, N_R\}$ is not necessarily the same in compressed and normal mode. Thus, the scale factor LF is reduced, to create the compressed mode, only when

the rule for selecting the available rate N_{data} from the set $\{N_1, \dots, N_R\}$ imposes not to increase N_{data} for compressed mode (e.g., if this is impossible because N_{data} is already at a maximum, $N_{data}=N_R$ in normal mode, or else if it is preferable to keep the same N_{data} while puncturing more rather than increasing N_{data} for compressed mode, because this would require to increase the number of necessary physical channels).

According to the invention, in the downlink, the method for creating the compressed mode by rate matching, complementary to unequal segmentation per multiplexing frame, consists in varying the scale factor LF with a period corresponding to the longest of the transport channel TTI intervals. This interval is called hereafter a global interval. For further details on this complementary method, reference can be made to the French patent application filed the same day as the present one on behalf of the applicant, and titled "Procédé d'équilibrage de débit entre des canaux de transport de données, dispositif, station de base et station mobile correspondants".

The factor LF is then equal to a value LF_c when the global interval comprises a multiplexing frame in compressed mode and a value LF_n when it doesn't comprise one. Throughout the present application, this method is called rate matching per global interval method.

It is recalled that rate matching 116 in prior art has a semistatic ratio so as to be performed before the first interleaving step 120; the positions of punctured symbols, i.e. the puncturing pattern, are therefore

easily optimized with regard to channel coding 108. Indeed, it is preferable to avoid puncturing too many consecutive symbols. It is also preferable to do so before the first interleaving step 120 when rate matching is done by repetition ($RF_i > 1$), and not by puncturing ($RF_i < 1$) because the repeated symbols are thus moved away from each other by the interleaving operation. The other advantage already mentioned of semistatic ratio rate matching is that it allows of blind rate detection or BRD. Indeed, when the matching ratio RF_i is semistatic, demultiplexing can be done *a priori*, without knowing transport formats. This rate matching per global interval method allows not to change the sequence of rate matching and interleaving steps, and therefore to maintain the advantages mentioned above.

The rate matching per global interval method is illustrated by Fig. 7 to be compared to Fig. 5. It is assumed that radio frame number 4 is in compressed mode in Fig. 7. The bar charts are to be construed here as representing the load in number of symbols after rate matching. To facilitate the understanding of Fig. 7, in this figure, the bar chart bars of Fig. 5 before compression 602 have been transferred in the background of those after compression by rate matching 604.

Frame number 4 is included in the TTI interval corresponding to the set marked A_0 for the transport channel A, in the TTI interval corresponding to set B_1 for the transport channel B, in the TTI interval corresponding to set C_2 for the transport channel C, and in the TTI interval corresponding to set D_4 for the

transport channel D. As the longest TTI interval is that corresponding to A_0 and this interval comprises multiplexing frames 0 to 7, then all the TTI intervals containing at least one of the multiplexing frames 0 to 7 will be modified by the compressed mode factor LF_c . All other TTI intervals are modified by the normal mode factor LF_n . Thus, referring to Fig. 7, the TTI intervals corresponding to the sets $A_0, B_0, B_1, C_0, C_1, C_2, C_3, D_0, D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$, and D_7 are modified by the scale factor LF_c whereas the TTI intervals corresponding to the sets $A_1, B_2, B_3, C_4, C_5, C_6, C_7, D_8, D_9, D_{10}, D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{14}$, and D_{15} are modified by the scale factor LF_n .

In order to allow blind transport format detection (BRD), a first rate matching per global interval embodiment called semistatic rate matching per global interval is described hereafter.

In this first embodiment, the value LF is known in advance and is not detected dynamically. LF has only two possible values: one value LF_n for normal mode, and another smaller value LF_c for compressed mode with $LF_n > LF_c$. Thus a compression rate $\alpha = \frac{LF_c}{LF_n}$ can be

obtained for all the global interval. The value LF_n is obtained as in prior art, whereas the value LF_c is chosen so as to obtain the desired compression rate α . Note that the possible compression rate α can be no more than $\frac{LF_{MIN_c}}{LF_n}$, because it is required that

$LF_c \geq LF_{MIN_c}$. In general, LF_{MIN_c} has the same value as LF_{MIN_n} which is the minimum value possible for the

scale factor in normal mode. However, the value of $LFMIN_0$ can be smaller than that of $LFMIN_n$ when the set of admissible transport format combinations differs for normal mode and compressed mode (e.g. if the transmission postponing method is used moreover), and that this situation is such that one of the transport channels never transmits data in compressed mode.

It should be noted that the radio frame numbers in compressed mode are known in advance because they can be defined by a protocol. Therefore, knowing the radio frame number, it is possible to find out whether LF_n or LF_0 is being used, and consequently, there is no dynamic detection.

A second rate matching per global interval embodiment is possible when blind transport format detection, or BRD, is not used, and when transport channels have flexible positions. This second embodiment is hereafter called dynamic rate matching per global interval.

For dynamic rate matching per global interval, a set M of transport channels with a maximum TTI interval duration is considered. This set M comprises at least one transport channel, but does not necessarily comprise all the transport channels with maximum TTI interval duration. Dynamic rate matching per global interval differs from downlink prior art, in that the scale factor LF is determined dynamically with a period corresponding to the global interval duration, as a function of the transport channel transport formats included in the set M. It is assumed that the transport formats of the other transport channels are such that

the bit rate of the composite channel after rate matching is at a maximum during the global interval. With these known or assumed transport format values, the factor LF is determined in order to minimize the number of DTX symbols to be inserted.

In the example of Fig. 7, the scale factor LF is determined twice, firstly for the multiplexing frames 0 to 7 and secondly for the multiplexing frames 8 to 15. For the frames 0 to 7 (8 to 15, respectively), LF is determined in order to minimize the number of DTX symbols to be inserted assuming that the transport formats of transport channels B, C, and D are such that, the transport format of transport channel A being A_0 (A_1 , respectively), the bit rate of the composite channel is at a maximum during the frames 0 to 7 (8 to 15, respectively).

Thus, in the event of dynamic rate matching per global interval, the scale factor LF is determined depending on a partial transport format combination p. This partial combination defines the transport format of the transport channels of the set M.

Thus, the scale factor LF has a value $LF_{n,p}$ suitable for normal mode as a function of the partial combination p. In order to create the compressed mode, the scale factor LF with a value $LF_{c,p}$ given by the equation:

$$LF_{c,p} = \alpha \cdot LF_{n,p}$$

is used.

The upper limit of the compression rate is the same as for semistatic rate matching per global interval.

It should be noted that, in the preceding, for rate matching, α only denotes the compression rate obtained through rate matching. The final rate results from the product of compression rates obtained by the different methods combined together.

The unequal segmentation and rate matching methods can be combined advantageously so as to limit the increase in the data count for the other TTI interval radio frames that are not in compressed mode.

Take the example of Fig. 5 and assume that a compression rate β is to be obtained for the multiplexing frame number 4, e.g. $\beta = 50\%$. It is also assumed that the downlink is involved.

$X_{i,m}$ respectively denotes the load for the TTI interval m of the coded transport channel $i \in \{A, B, C, D\}$. $X_{i,m}$ is the sum of the sizes of all coded blocks produced by transport channel i during the TTI interval m for a certain transmission scenario. When DTX symbols are inserted in insertion step 118 for transport channel fixed positions, then they are counted in $X_{i,m}$ (i.e. their number is added to the sum of the coded block sizes). In Fig. 5, the transmission time interval 0 of the coded transport channel A includes the multiplexing frames 0 to 7, the transmission time interval 1 of the coded transport channel B includes the multiplexing frames 4 to 7, etc.. More generally, the transmission time interval m of the coded transport channel i includes the radio frames $m \cdot F_i$ to $((m+1) \cdot F_i - 1)$ with $F_A=8$, $F_B=4$, $F_C=2$, and $F_D=1$.

Also note $Z_{i,m}$ defined by: $Z_{i,m} = RM_i \cdot X_{i,m}$. $Z_{i,m}$ is the normalized bit rate after rate matching of the transport channel i . "normalized" means that it does not depend on the scale factor LF . N_{data} is the available bit rate supplied to the composite channel by the resources of the physical channels allocated per multiplexing frame in the downlink. N_{data} is a semistatic constant in normal mode. Moreover, it is assumed that N_{data} has the same value in compressed mode as in normal mode. This is the case except when the method for increasing the gross bit rate of all physical channels is used during the frame in compressed mode (e.g. by halving the spreading factor).

Consider the case of a downlink with semistatic rate matching per global interval (first embodiment).

Assume that a rate matching compression rate α , to be determined, is applied by the rate matching per global interval method to the frames 0 to 7. Determining α results in determining LF_c knowing that $LF_c \geq LF_{MIN_c}$, because $LF_c = \alpha \cdot LF_n$ and where LF_n is the scale factor LF for normal mode, known as a semistatic constant. Moreover, assume that the TTI interval 0 of the transport channel A is segmented unevenly according to the respective coefficients a_0, a_1, \dots, a_7 , to be determined, i.e. that the proportion of the number of symbols $LF_c \cdot Z_{A,0}$ in the radio frame t is a_t . Then, $\forall t \in \{1, \dots, 7\}$ $a_t \geq 0$ is obtained because a_t is a percentage, and $a_0 + a_1 + \dots + a_7 = 1$ because at the end of the TTI interval 0, all $LF_c \cdot Z_{A,0}$ symbols must have been transmitted.

Also, the segmentation coefficients b_0 , b_1 , b_2 , and b_3 are defined for the transport channel B during its TTI interval 0, segmentation coefficients c_0 and c_1 for transport channel C during its TTI interval 0.

Then the system composed of the conjunction of the following equations (3) to (17) must be resolved where the unknown is the 15-fold $(LF_c, a_0, \dots, a_7, b_0, \dots, b_3, c_0, c_1)$:

$$LF_c \geq LFMN_c \quad (3)$$

$$a_0 + a_1 + \dots + a_7 = 1 \quad (4)$$

$$\forall j \in \{0, 1, \dots, 7\} \quad a_j \geq 0 \quad (5)$$

$$b_0 + b_1 + b_2 + b_3 = 1 \quad (6)$$

$$\forall j \in \{0, 1, 2, 3\} \quad b_j \geq 0 \quad (7)$$

$$c_0 + c_1 = 1 \quad (8)$$

$$c_0 \geq 0, \text{ and } c_1 \geq 0 \quad (9)$$

$$LF_c \cdot \left(a_0 \cdot Z_{A,0} + \frac{1}{4} \cdot Z_{B,0} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,0} + Z_{D,0} \right) \leq N_{data} \quad (10)$$

$$LF_c \cdot \left(a_1 \cdot Z_{A,0} + \frac{1}{4} \cdot Z_{B,0} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,0} + Z_{D,1} \right) \leq N_{data} \quad (11)$$

$$LF_c \cdot \left(a_2 \cdot Z_{A,0} + \frac{1}{4} \cdot Z_{B,0} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,0} + Z_{D,2} \right) \leq N_{data} \quad (12)$$

$$LF_c \cdot \left(a_3 \cdot Z_{A,0} + \frac{1}{4} \cdot Z_{B,0} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,1} + Z_{D,3} \right) \leq N_{data} \quad (13)$$

$$LF_c \cdot (a_4 \cdot Z_{A,0} + b_0 \cdot Z_{B,1} + c_0 \cdot Z_{C,2} + Z_{D,4}) \leq \beta \cdot N_{data} \quad (14)$$

$$LF_c \cdot (a_5 \cdot Z_{A,0} + b_1 \cdot Z_{B,1} + c_1 \cdot Z_{C,2} + Z_{D,5}) \leq N_{data} \quad (15)$$

$$LF_c \cdot \left(a_6 \cdot Z_{A,0} + b_2 \cdot Z_{B,1} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,3} + Z_{D,6} \right) \leq N_{data} \quad (16)$$

$$LF_c \cdot \left(a_7 \cdot Z_{A,0} + b_3 \cdot Z_{B,1} + \frac{1}{2} \cdot Z_{C,3} + Z_{D,7} \right) \leq N_{data} \quad (17)$$

In this system, the equations (3) to (9) constitute the constraints related to the unknowns, whereas the equations (10) to (17) are assessments of

the number of symbols transmitted respectively through multiplexing frames 0 to 7.

Let SCN be $SCN = (Z_{A,0}, Z_{B,0}, Z_{B,1}, Z_{C,0}, Z_{C,1}, Z_{C,2}, Z_{C,3}, Z_{D,0}, Z_{D,1}, \dots, Z_{D,7})$, a possible scenario for transport channels A to D during radio frames 0 to 7. Resolving this equation system for such a scenario produces a set of solutions. This scenario is not known in advance. Indeed, as transport channels have a variable bit rate, it is impossible to know e.g. the value of $X_{A,1}$ before the beginning of frame 2. However, the 15-fold $(L_{F_c}, a_0, \dots, a_7, b_0, \dots, b_3, c_0, c_1)$ should be determined in advance, and this whatever scenario will occur. This is possible as the number of scenarios is limited because of the limited number of transport formats possible for each transport channel. It is therefore possible to resolve the system of the equations (3) to (17) for all scenarios SCN , and to find the set of solutions for all scenarios, which is nothing else but the intersection of the sets of solutions for each scenario.

If the set of solutions for all scenarios is not empty, then it is possible to create a compressed mode on frame number 4 with a compression rate β using the inventive method. Otherwise, another method has to be called upon: e.g., halving the spreading factor for frame 4 so as to replace N_{data} by a greater value in equation (14) corresponding to the assessment of the number of symbols of frame 4.

When the set of solutions $(L_{F_c}, a_0, \dots, a_7, b_0, \dots, b_3, c_0, c_1)$ of the system of the equations (3) to (17) for all possible scenarios SCN

includes several solutions, one of them is chosen so as to optimize one of the following criteria:

- maximizing the scale factor LF_c ;
- obtaining the most even segmentation possible,
e.g. by minimizing $\sum_{t=0}^{t=7} (a_t - 1/8)^2$, $\sum_{t=0}^{t=3} (b_t - 1/4)^2$,
and/or $\sum_{t=0}^{t=1} (c_t - 1/2)^2$.

In order to facilitate the understanding of this combined method, consider a simple numerical example depicted in Fig. 8. In this example, only the coded transport channels B and C, the respective TTI intervals of which have a duration of 40 ms and 20 ms, are taken into account. Fig. 8 shows the load of the coded transport channels B and C after rate matching. Assume that these channels can be punctured to a maximum of 20%, and that C must have 1.8 dB more than B in terms of the E_b/I ratio. As B is the least demanding in terms of the E_b/I ratio, it can be punctured to a maximum, i.e. $LFMIN \cdot RM_B = 0.8$. As for RM_C , it is determined by RM_B as RM_C must have 1.8 dB more than RM_B , i.e. $LFMIN \cdot RM_C = (10^{0.18}) \cdot LFMIN \cdot RM_B = 1.21$.

Subsequently, in order to simplify without losing generality, it is also assumed that the scale factors marked $LFMIN$ and $LFMIN_c$ are equal to 1 (in general, the scale factors $LFMIN$ and $LFMIN_c$ are real numbers, and the matching attributes RM_i are integers; here, in order to simplify the equations, it is assumed similarly that the scale factors marked $LFMIN_i$ and

$LFMIN_i$ are integers and the matching attributes RM_i are real).

Now, assume that the coded transport channels B and C have a constant bit rate, respectively 9.38 kbit/s and 16.53 kbit/s. Note that these bit rates do not match the bit rates of the corresponding transport channels. The latter are lower due to the redundancy introduced by the channel coding step 108. Also note that the assumption of constant bit rates is not all too restrictive because, for the problem under consideration, this assumption is the same as assuming that the transport channels marked B and C have independent bit rates and that they are both at maximum bit rate.

Therefore, this assumption allows to consider only one scenario $SCN = (Z_{B,0}, Z_{C,0}, Z_{C,1})$. This scenario is calculated as follows:

$Z_{C,0} = RM_C \cdot (\text{bit rate of C}) \cdot (\text{duration of TFC associated with C}),$

That is $Z_{C,0} = 1.21 \cdot 16.53 \text{ kbit/s} \cdot 20 \text{ ms} = 400 \text{ symbols}.$

$Z_{C,1} = 400 \text{ symbols}$ because the bit rate of C is constant, and therefore $Z_{C,1} = Z_{C,0}.$

$Z_{B,0} = 0.8 \cdot 9.38 \text{ kbit/s} \cdot 40 \text{ ms} = 300 \text{ symbols}.$

Consequently, the following scenario is obtained $SCN = (300, 400, 400).$

If moreover, it is assumed that the available bit rate N_{data} supplied to the composite channel per multiplexing frame is 480 symbols and that a compression factor $\beta=50\%$ is to be obtained on multiplexing frame 0, the following equation system is obtained:

$$LF_c \geq 1 \quad (3b)$$

$$b_0 + b_1 + b_2 + b_3 = 1 \quad (6b)$$

$$\forall j \in \{0,1,2,3\} b_j \geq 0 \quad (7b)$$

$$c_0 + c_1 = 1 \quad (8b)$$

$$c_0 \geq 0, \text{ and } c_1 \geq 0 \quad (9b)$$

$$LF_c \cdot (b_0 \cdot 300 + c_0 \cdot 400) \leq 240 \quad (14b)$$

$$DRF_c \cdot (b_1 \cdot 300 + c_1 \cdot 400) \leq 480 \quad (15b)$$

$$LF_c \cdot (b_2 \cdot 300 + 200) \leq 480 \quad (16b)$$

$$LF_c \cdot (b_3 \cdot 300 + 200) \leq 480 \quad (17b)$$

When this system is resolved by maximizing for instance LF_c , the following results are obtained:

$$b_0=2.4762\% \quad b_1=21.3333\% \quad b_2=38.0952\% \quad b_3=38.0952\%$$

$$c_0=37.4286\% \quad c_1=62.5714\%$$

$$LF_c = 1.52727$$

The value of LF_c is to be compared to that of LF_n .

$$LF_n = 480 / (0.25 \cdot 300 + 0.5 \cdot 400) = 1.74545$$

This means that for the four multiplexing frames 0 to 3, the power only has to be increased by

$$-10 \cdot \log_{10} \left(\frac{LF_c}{LF_n} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1.74545}{1.52727} \right) \approx 0.58 \text{dB.}$$

With the

prior art known solution, increasing the power only occurs for the multiplexing frame referenced as 0 and corresponds to $-10 \cdot \log_{10}(\beta) \approx 3 \text{dB}$. Thus, about 2.4dB are saved when transmitting the frame in compressed mode due to a longer power increase.

In general, the transmission power varies as the inverse $1/LF$ of the scale factor, and therefore, the amplitude of the data symbols on the physical channel varies as the inverse $1/\sqrt{LF}$ of the scale factor square root.

Thus, when comparing, in Fig. 8, the two global intervals respectively corresponding to frames 0 to 3 and frames 4 to 7, the frames 0 to 3, comprising a compressed mode frame, have a scale factor LF equal to $LF_c = 1.52727$, and the frames 4 to 7, all in normal mode, have a scale factor LF equal to $LF_n = 1.74545$. Therefore, the compression rate is only

$\left(\frac{LF_c}{LF_n}\right) = \left(\frac{1.52727}{1.74545}\right) = 87.5\%$ for the global interval set corresponding to frames 0 to 3, whereas a 50% total load compression is obtained for frame 0.

The case of a downlink combining the unequal segmentation per multiplexing frame method and the semistatic rate matching per global interval method has just been examined.

It is also possible to combine, for this link, the unequal segmentation per multiplexing frame method with the dynamic rate matching per global interval method. In this case, instead of resolving the system of the equations (3) to (17) in conjunction with all the possible scenarios $SCN = (Z_{A,0}, Z_{B,0}, Z_{B,1}, Z_{C,0}, Z_{C,1}, Z_{C,2}, Z_{C,3}, Z_{D,0}, Z_{D,1}, \dots, Z_{D,7})$, it just has to be resolved in conjunction with only the scenarios where $Z_{A,0}$ is known and corresponds to a case given by the transport format partial combination p. Then a solution $(LF_c, a_0, \dots, a_7, b_0, \dots, b_3, c_0, c_1)$ is found for each partial format combination p, and only one of these solutions is selected dynamically at the beginning of the corresponding global interval.

For the uplink, the unequal segmentation per multiplexing frame method can be used. For this

purpose, all that is required is resolving the system of the equations (3) to (17) as for the downlink, in order to find the segmentation coefficients of the set $(a_0, \dots, a_7, b_0, \dots, b_3, c_0, c_1)$. These coefficients are then used for segmentation per multiplexing frame, and the value of the scale factor LF is determined dynamically multiplexing frame by multiplexing frame so that no DTX symbol has to be inserted. It should be noted that for this link, the value of the available bit rate N_{data} in the system of the equations (3) to (17) can be any value that is sufficiently large (e.g. $N_{data} = N_R$). Indeed, resolving this system only allows to obtain the segmentation coefficients, not the scale factor. The scale factor LF is determined by then resolving the following system (2c) to be compared to systems (2) and (2b):

$$\left\{ \begin{array}{l} \forall k \in \text{MBS}(j) \ Y_k \approx \text{LF} \cdot F_{I(k)} \cdot \alpha_{I(k),t} \cdot \text{RM}_{I(k)} \cdot X_k \\ \sum_{k \in \text{MBS}(j)} Y_k = \beta_t \cdot N_{data} \\ \text{LF} \geq \text{LFMIN}_n \\ N_{data} \in \{N_1, \dots, N_R\} \end{array} \right. \quad (2c)$$

where:

- t is the frame number,
- β_t is the compression rate of frame t , i.e. 1 when the frame is in normal mode, and e.g. 0.5 when it is in compressed mode with 50% compression,
- $\alpha_{i,t}$ is the segmentation coefficient of transport channel i defining the size of the segment transmitted in the frame t . $\alpha_{i,t}$ is given by resolving the system of the equations (3) to (17) when the TTI interval of transport channel

i containing frame t also comprises a frame in

compressed mode. Otherwise $\alpha_{i,t} = \frac{1}{F_i}$.

This method combining unequal segmentation and rate matching is also applicable in the event the number of frames in compressed mode in the corresponding global interval is greater than 1. All that is required is resolving the system of the equations referenced as (3) to (17) by replacing, on the one hand, the second member of the equations (10) to (17) by $\beta_t N_{data}$ where t is the frame number (namely 0 for equation (10), 1 for equation (11), and so on), and β_t is the compression rate of frame number t, with β_t equal to 1 if the frame is not in compressed mode, and e.g. equal to 0.6 if the frame is in compressed mode with 60% compression, and considering a solution with more unknowns. It can then be considered that the solution to be sought is the 25-fold $(LF_c, \vec{a}, \vec{b}_0, \vec{b}_1, \vec{c}_0, \vec{c}_1, \vec{c}_2, \vec{c}_3)$, where $\vec{a} = (a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7)$ is the set of the segmentation coefficients of the TTI interval referenced as 0 of coded transport channel A, where $\vec{b}_{m \in \{0,1\}} = (b_0^m, b_1^m, b_2^m, b_3^m)$ is the set of the segmentation coefficients of TTI m of the coded transport channel B, and where $\vec{c}_{m \in \{0,1,2,3\}} = (c_0^m, c_1^m)$ is the set of the segmentation coefficients of TTI m of the coded transport channel C.

$$LF_c \geq LFMIN_c \quad (3c)$$

$$a_0 + a_1 + \dots + a_7 = 1 \quad (4c)$$

$$\forall j \in \{0,1,\dots,7\} a_j \geq 0 \quad (5c)$$

$$\forall m \in \{0,1\} b_0^m + b_1^m + b_2^m + b_3^m = 1 \quad (6c)$$

$$\forall m \in \{0,1\} \quad \forall t \in \{0,1,2,3\} \quad b_t^m \geq 0 \quad (7c)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} \quad c_0^m + c_1^m = 1 \quad (8c)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} \quad c_0^m \geq 0, \text{ and } c_1^m \geq 0 \quad (9c)$$

$$LE_c \cdot (a_0 \cdot Z_{A,0} + b_0^0 \cdot Z_{B,0} + c_0^0 \cdot Z_{C,0} + Z_{D,0}) \leq \beta_c N_{data} \quad (10c)$$

$$LE_c \cdot (a_1 \cdot Z_{A,0} + b_1^0 \cdot Z_{B,0} + c_1^0 \cdot Z_{C,0} + Z_{D,1}) \leq \beta_1 N_{data} \quad (11c)$$

$$LE_c \cdot (a_2 \cdot Z_{A,0} + b_2^0 \cdot Z_{B,0} + c_0^1 \cdot Z_{C,1} + Z_{D,2}) \leq \beta_2 N_{data} \quad (12c)$$

$$LE_c \cdot (a_3 \cdot Z_{A,0} + b_3^0 \cdot Z_{B,0} + c_1^1 \cdot Z_{C,1} + Z_{D,3}) \leq \beta_3 N_{data} \quad (13c)$$

$$LE_c \cdot (a_4 \cdot Z_{A,0} + b_0^1 \cdot Z_{B,1} + c_0^2 \cdot Z_{C,2} + Z_{D,4}) \leq \beta_4 N_{data} \quad (14c)$$

$$LE_c \cdot (a_5 \cdot Z_{A,0} + b_1^1 \cdot Z_{B,1} + c_1^2 \cdot Z_{C,2} + Z_{D,5}) \leq \beta_5 N_{data} \quad (15c)$$

$$LE_c \cdot (a_6 \cdot Z_{A,0} + b_2^1 \cdot Z_{B,1} + c_0^3 \cdot Z_{C,3} + Z_{D,6}) \leq \beta_6 N_{data} \quad (16c)$$

$$LE_c \cdot (a_7 \cdot Z_{A,0} + b_3^1 \cdot Z_{B,1} + c_1^3 \cdot Z_{C,3} + Z_{D,7}) \leq \beta_7 N_{data} \quad (17c)$$

It is also clear that this method is applicable to a system like that proposed by the 3GPP group wherein the possible TTI interval duration are different from 10 ms, 20 ms, 40 ms or 80 ms. It should just be possible to define a global interval having boundaries coinciding with at least one boundary of a TTI interval of each coded transport channel. This is the case in particular when the values of the TTI interval duration classified in ascending order are such that any value (except of course the first one) is a multiple of the preceding one, and in particular when, as in the 3GPP system, the possible values of the TTI duration grow geometrically.

Moreover, the unequal segmentation per multiplexing frame method can also be combined with other methods than the rate matching one. For this purpose, the set of scenarios $SCN = (Z_{A,0}, Z_{B,0}, Z_{B,1}, Z_{C,0}, Z_{C,1}, Z_{C,2}, Z_{C,3}, Z_{D,0}, Z_{D,1}, \dots, Z_{D,7})$ during the

global interval just has to take into account the impact of such complementary methods.

E.g., it is possible to combine the unequal segmentation per multiplexing frame method with the data transmission postponing method already disclosed in the preamble of the present description. All that is required then is to consider only scenarios wherein the bit rates of the transport channel involved in the data transmission postponing are below a limit in accordance with this method. This method is applicable only to non real-time services.

For real-time services, e.g. for voice transmission, it is possible to combine the unequal segmentation per multiplexing frame method with a method consisting in reducing the bit rate of the source coding of one of the real-time transport channels. If it is considered that transport channel C is involved, then the numbers of symbols $Z_{c,m}$ of the scenarios should reflect this bit rate reduction for the TTI intervals involved.

For these services, it is possible to have several source coding modes only one of which is selected. It is recalled that source coding consists in coding a time interval of an analog signal into a bit data block; e.g. 20 ms of voice are coded in 160 symbols. The time interval on which the source encoder acts corresponds to the TTI interval of the transport channel(s) whereon the data produced are transmitted. Assume that a single transport channel is used for transmitting all the coded source symbols. The source encoder then produces, for each TTI interval, a

transport block the size of which depends on the selected source coding mode. For the system proposed by the 3GPP group, the source encoder used for telephony is the AMR encoder that has eight different coding modes.

In the invention, provision can be made for selecting a different coding mode depending on whether the TTI interval comprises a frame in compressed mode or not. This results in providing different transport format sets depending on whether the TTI interval comprises a frame in compressed mode or not.

E.g., if there is no frame in compressed mode in the TTI interval under consideration, then the set of transport formats is the set S1 and, should the opposite occur, S2 is chosen with:

$$\begin{aligned} S1 &= \{ \text{(0 transport blocks)}, \\ &\quad \text{(1 transport block with 244 symbols)}, \} \\ S2 &= \{ \text{(0 transport blocks)}, \\ &\quad \text{(1 transport block with 160 symbols)} \} \end{aligned}$$

Consequently, S2 allows a 66% compression vs. S1.

An example 304 of this method is given in Fig. 6 to be compared to Fig. 5 for transport channel C. In these figures, the same traffic is represented, Fig. 5 showing what would happen in normal mode, and Fig. 6 what would happen in compressed mode, for radio frame number 4. The transport block set C₂ is transmitted during the radio frames 4 and 5 and it comprises a single transport block. In Fig. 5, this transport block is produced by a nominal bit rate source encoder, whereas in Fig. 6, it is produced by a source encoder

operating according to a reduced bit rate mode with reduced bit rate equal to 66% of the nominal bit rate.

It should be noted that the invention can be implemented, even if the rate matching attribute also depends on the type (and in particular the size) of the block to which rate matching is applied. Indeed, this may be interesting, e.g. because some channel encoders, such as turbo encoders, are more efficient when the block to be coded is large. In this case, RM_i just has to be replaced by $RM_{i,k}$ in the equations, where i is the transport channel and k the type of block to which rate matching is applied. Thus, in the equations (2), (2b), and (2c), the product $RM_{I(k)} \cdot X_k$ becomes $RM_{I(k),k} \cdot X_k$. Also, the definition of $Z_{i,m}$ is modified. If $BBS_{(i,m)}$ is the set of coded block types transmitted

- through the transport channel i
($\forall k \in BBS(i,m) I(k)=i$),
- during the TTI interval m of transport channel i , and
- for the scenario under consideration,

then $X_{i,m} = \sum_{k \in BBS(i,m)} X_k$ is obtained. Then, $Z_{i,m}$ is defined by

$$Z_{i,m} = \sum_{k \in BBS(i,m)} (RM_{i,k} \cdot X_k).$$

So far, we have only considered the case of 4 transport channels A, B, C and D each having its own TTI interval duration.

The preceding equations can be rewritten quite simply in case at least two transport channels have the same TTI interval duration. Consider the case of I transport channels numbered 1 to I (instead of A, B, C,

and D). The transport channels i with the same TTI interval duration F_i can be grouped: $Z_{F,m}$ designates the normalized bit rate after rate matching corresponding to the TTI interval with index m of transport channels i having a common TTI interval duration $F_i = F$. Then

$$Z_{F,m} = \sum_{\substack{1 \leq i \leq I \\ F_i = F \\ k \in \text{BBS}(I,m)}} (RM_{i,k} \cdot X_k) \quad (18)$$

is obtained.

In this formula, the first index of $Z_{F,m}$ no longer identifies one transport channel but a group of transport channels having the same TTI interval duration (equal to $F=10$ ms). Furthermore, the X_k and therefore $Z_{F,m}$ values are functions of the considered SCN scenario. The SCN scenario can simply be inferred from the list of transport format combinations used during the considered 8 consecutive radio frames, and, as before, it can be represented by the list of normalized $Z_{F,m}$ bit rate values:

SCN = $(Z_{8,0}, Z_{4,0}, Z_{4,1}, Z_{2,0}, Z_{2,1}, Z_{2,2}, Z_{2,3}, Z_{1,0}, Z_{1,1}, Z_{1,2}, Z_{1,3}, Z_{1,4}, Z_{1,5}, Z_{1,6}, Z_{1,7})$

In addition, transport channels with the same TTI interval duration have the same segmentation coefficients. Therefore, the same 25-fold of unknowns (LF_c, \vec{x}) is left where

$$\vec{x} = \begin{pmatrix} a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, \\ b_0^0, b_1^0, b_2^0, b_3^0, b_0^1, b_1^1, b_2^1, b_3^1, \\ c_0^0, c_1^0, c_0^1, c_1^1, c_0^2, c_1^2, c_0^3, c_1^3 \end{pmatrix} \quad (19)$$

Thus, the system of equations (3d) to (17d) defined hereafter is obtained, this system being very similar to the system of the equations (3c) to (17c).

As for the preceding system, inequalities (10d) to (17d) are to be considered for each scenario.

$$LF_c \geq LFMIN_c \quad (3d)$$

$$a_0 + a_1 + \dots + a_7 = 1 \quad (4d)$$

$$\forall t \in \{0,1,\dots,7\} a_t \geq 0 \quad (5d)$$

$$\forall m \in \{0,1\} b_0^m + b_1^m + b_2^m + b_3^m = 1 \quad (6d)$$

$$\forall m \in \{0,1\} \forall t \in \{0,1,2,3\} b_t^m \geq 0 \quad (7d)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} c_0^m + c_1^m = 1 \quad (8d)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} c_0^m \geq 0, \text{ and } c_1^m \geq 0 \quad (9d)$$

$$LF_c \cdot (a_0 \cdot Z_{8,0} + b_0^0 \cdot Z_{4,0} + c_0^0 \cdot Z_{2,0} + Z_{1,0}) \leq \beta_0 N_{data} \quad (10d)$$

$$LF_c \cdot (a_1 \cdot Z_{8,0} + b_1^0 \cdot Z_{4,0} + c_1^0 \cdot Z_{2,0} + Z_{1,1}) \leq \beta_1 N_{data} \quad (11d)$$

$$LF_c \cdot (a_2 \cdot Z_{8,0} + b_2^0 \cdot Z_{4,0} + c_0^1 \cdot Z_{2,1} + Z_{1,2}) \leq \beta_2 N_{data} \quad (12d)$$

$$LF_c \cdot (a_3 \cdot Z_{8,0} + b_3^0 \cdot Z_{4,0} + c_1^1 \cdot Z_{2,1} + Z_{1,3}) \leq \beta_3 N_{data} \quad (13d)$$

$$LF_c \cdot (a_4 \cdot Z_{8,0} + b_0^1 \cdot Z_{4,1} + c_0^2 \cdot Z_{2,2} + Z_{1,4}) \leq \beta_4 N_{data} \quad (14d)$$

$$LF_c \cdot (a_5 \cdot Z_{8,0} + b_1^1 \cdot Z_{4,1} + c_1^2 \cdot Z_{2,2} + Z_{1,5}) \leq \beta_5 N_{data} \quad (15d)$$

$$LF_c \cdot (a_6 \cdot Z_{8,0} + b_2^1 \cdot Z_{4,1} + c_0^3 \cdot Z_{2,3} + Z_{1,6}) \leq \beta_6 N_{data} \quad (16d)$$

$$LF_c \cdot (a_7 \cdot Z_{8,0} + b_3^1 \cdot Z_{4,1} + c_1^3 \cdot Z_{2,3} + Z_{1,7}) \leq \beta_7 N_{data} \quad (17d)$$

It is also possible to vary, from one TTI interval to the other, the transport channel rate matching attribute RM_i in the downlink. Thus, for the downlink, formula (18) can be rewritten as follows:

$$Z_{F,m} = \sum_{\substack{1 \leq i \leq I \\ F_i = F \\ k \in BBS(i,m)}} (RM_{i,k,m}^{ca} \cdot X_k) \quad (18b)$$

where $RM_{i,k,m}^{ca}$ is the rate matching attribute for the type k data block of transport channel i during the TTI interval with index m for compressed mode.

To resolve the system of the equations (3d) to (17d), simplifications are possible.

It is recalled first of all that if $Z_{F,n}(\text{SCN})$ and $Z_{F,m}(\text{SCN}')$ designate the value $Z_{F,m}$ for scenarios SCN and SCN' and that if, for any $F \in \{1, 2, 4, 8\}$ and any $m \in \left\{0, 1, \dots, \frac{8}{F} - 1\right\}$, the relation $Z_{F,n}(\text{SCN}) \geq Z_{F,m}(\text{SCN}')$ holds true, then it is not necessary to consider scenario SCN' because all the solutions of the equations (10d) to (17d) for scenario SCN are also solutions for scenario SCN' . For this reason, any scenario SCN' so that there is no scenario SCN so that $\forall F \in \{1, 2, 4, 8\}, \forall m \in \left\{0, 1, \dots, \frac{8}{F} - 1\right\} \quad Z_{F,n}(\text{SCN}) \geq Z_{F,m}(\text{SCN}')$, is hereafter called a relevant scenario. All that needs to be done is to resolve the system (3d) to (17d) by considering only relevant scenarios. This is a first kind of simplification.

Furthermore, if the TTI interval duration of the transport channels within the composite channel is less than or equal to 20 ms (40 ms respectively), it is possible to delete equations (12d) to (17d) (respectively (14d) to (17d)).

Moreover, if the composite channel comprises no transport channel with a TTI interval duration equal to 80 ms, 40 ms, or 20 ms, then we can delete respectively

- the set of unknowns $\{a_i\}_{0 \leq i \leq 7}, \{b_i^n\}_{\substack{0 \leq i \leq 3 \\ 0 \leq n \leq 1}}, \{c_i^m\}_{\substack{0 \leq i \leq 1 \\ 0 \leq m \leq 3}},$
- equation sets $\{(4d), (5d)\}, \{(6d), (7d)\}, \{(8d), (9d)\},$ respectively,
- and any term containing respectively $Z_{8,0}, Z_{4,m}$ or $Z_{2,m}$ in the remaining equations.

Finally, if the composite channel comprises no transport channel with a TTI interval duration equal to

10 ms, all the terms in $Z_{1,m}$ can be deleted from the equations. Thus reducing the number of unknowns and equations according to the TTI interval duration is a second kind of simplification.

Finally, if β_t is constant for a TTI interval, the unknowns corresponding to this TTI interval can be deleted. E.g., if the compression rate β_t is constant for $m \cdot F \leq t < (m+1) \cdot F$ with $F \in \{2, 4\}$, then in principle, $b_0^m = b_1^m = b_2^m = b_3^m = \frac{1}{4}$ is chosen if $F = 4$, deleting the unknowns $(b_0^m, b_1^m, b_2^m, b_3^m)$, or $c_0^m = c_1^m = \frac{1}{2}$ if $F = 2$, deleting the unknowns (c_0^m, c_1^m) . Such simplifications have already been used, e.g. in equations (3) to (17) for which β_t was 1 for seven out of the eight radio frames. These further reductions of the number of unknowns are the third kind of simplification.

In the course of the description, we are envisaging the general case of equations (3d) to (17d) knowing that the simplifications of the first, second, or third kind can be performed thereon.

Hereafter, the way of resolving the system of the equations (3d) to (17d) will be described. In order to return to a so-called linear programming optimization problem, a change of variable is performed substituting a variable IF_c for variable LF_c as follows:

$$IF_c = -\frac{1}{LF_c}$$

The function $x \mapsto -\frac{1}{x}$ being a monotonic bijection for the set of positive real numbers, maximizing LF_c is

the same as maximizing IF_c . After this change of variable, the following equivalent equation system (3e) to (17e) is obtained:

$$IF_c \geq -\frac{1}{LFMIN_c} \quad (3e)$$

$$a_0 + a_1 + \dots + a_7 = 1 \quad (4e)$$

$$\forall t \in \{0,1,\dots,7\} a_t \geq 0 \quad (5e)$$

$$\forall m \in \{0,1\} b_0^m + b_1^m + b_2^m + b_3^m = 1 \quad (6e)$$

$$\forall m \in \{0,1\} \forall t \in \{0,1,2,3\} b_t^m \geq 0 \quad (7e)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} c_0^m + c_1^m = 1 \quad (8e)$$

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} c_0^m \geq 0, \text{ and } c_1^m \geq 0 \quad (9e)$$

$$a_0 \cdot Z_{8,0} + b_0^0 \cdot Z_{4,0} + c_0^0 \cdot Z_{2,3} + Z_{1,3} + \beta_0 N_{data} \cdot IF_c \leq 0 \quad (10e)$$

$$a_1 \cdot Z_{8,0} + b_1^0 \cdot Z_{4,0} + c_1^0 \cdot Z_{2,0} + Z_{1,1} + IF_c \cdot \beta_1 N_{data} \leq 0 \quad (11e)$$

$$a_2 \cdot Z_{8,0} + b_2^0 \cdot Z_{4,0} + c_0^1 \cdot Z_{2,1} + Z_{1,2} + IF_c \cdot \beta_2 N_{data} \leq 0 \quad (12e)$$

$$a_3 \cdot Z_{8,0} + b_3^0 \cdot Z_{4,0} + c_1^1 \cdot Z_{2,1} + Z_{1,3} + IF_c \cdot \beta_3 N_{data} \leq 0 \quad (13e)$$

$$a_4 \cdot Z_{8,0} + b_0^1 \cdot Z_{4,1} + c_0^2 \cdot Z_{2,2} + Z_{1,4} + IF_c \cdot \beta_4 N_{data} \leq 0 \quad (14e)$$

$$a_5 \cdot Z_{8,0} + b_1^1 \cdot Z_{4,1} + c_1^2 \cdot Z_{2,2} + Z_{1,5} + IF_c \cdot \beta_5 N_{data} \leq 0 \quad (15e)$$

$$a_6 \cdot Z_{8,0} + b_2^1 \cdot Z_{4,1} + c_0^3 \cdot Z_{2,3} + Z_{1,6} + IF_c \cdot \beta_6 N_{data} \leq 0 \quad (16e)$$

$$a_7 \cdot Z_{8,0} + b_3^1 \cdot Z_{4,1} + c_1^3 \cdot Z_{2,3} + Z_{1,7} + IF_c \cdot \beta_7 N_{data} \leq 0 \quad (17e)$$

Consequently, the variables are now the 25-fold (IF_c, \bar{x}) , where \bar{x} is the 24-fold of the segmentation coefficients as expressed by equation (19). The problem then consists in maximizing a linear function $f(IF_c, \bar{x}) = IF_c$ within a set of linear constraints given by equations (3e) to (17e). Such a problem of maximizing a linear function within a set of linear constraints is a linear programming problem, and can be resolved by a known method, called simplex method. A

description of this method is given in the publication titled "Numerical recipes in C, the Art of Scientific Computing" by William H. Press, Saul A. Teukolsky, William T. Vetterling, and Brian P. Flannery, The Press Syndicate of the University of Cambridge, ISBN 0-521-43108-5, Second Edition.

In the course of the description, three norms written as $\|\cdot\|_1$, $\|\cdot\|_2$, $\|\cdot\|_\infty$ so that $\vec{u} = (u_1, u_2, \dots, u_n)$ are defined, then

$$\|\vec{u}\|_1 = \sum_{i=1}^{i=n} |u_i|, \|\vec{u}\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^{i=n} (u_i)^2} \text{ and } \|\vec{u}\|_\infty = \max_{1 \leq i \leq n} |u_i|$$

Now, suppose that in addition to the constraints (3e) to (17e) for the maximization of IF_c , we wish to add additional constraints in order to limit the variance of the segmentation coefficients.

A first method for limiting this variance is to add additional constraints as inequalities, e.g.

$$\sum_{t=0}^{t=7} (a_t - 1/8)^2 \leq P_1 \text{ or } \sum_{t=0}^{t=3} (b_t - 1/4)^2 \leq P_2 \text{ or } \sum_{t=0}^{t=1} (c_t - 1/2)^2 \leq P_3,$$

where P_1 , P_2 , and P_3 are positive constants. A second method, equivalent to the first one, consists in expressing constraints as

$$\left\| \vec{a} - \left(\frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8}, \frac{1}{8} \right) \right\|_2 \leq \sqrt{P_1},$$

$$\left\| \vec{b} - \left(\frac{1}{4}, \frac{1}{4}, \frac{1}{4}, \frac{1}{4} \right) \right\|_2 \leq \sqrt{P_2}, \text{ and } \left\| \vec{c} - \left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2} \right) \right\|_2 \leq \sqrt{P_3}.$$

These additional non-linear constraints prevent the system from being resolved by the simplex method. However, it is known that in any finite dimensional vector space, all norms are topologically equivalent. Thus, the objective of limiting the variance of the

segmentation coefficients is achieved by replacing the norm $\|\cdot\|_2$ by the norm $\|\cdot\|_\infty$ according to a third method, or by the norm $\|\cdot\|_1$ according to a fourth method. Using the norms $\|\cdot\|_\infty$ and $\|\cdot\|_1$ makes it possible to obtain linear constraints. Indeed, whatever the n -fold $\vec{u} = (u_1, u_2, \dots, u_n)$ of real numbers, inequality $\|\vec{u}\|_\infty \leq \rho$ is equivalent to the combination of the following $2 \cdot n$ linear inequalities:

$$u_1 \leq \rho, u_1 \geq -\rho, u_2 \leq \rho, u_2 \geq -\rho, \dots, u_n \leq \rho, \text{ and } u_n \geq -\rho.$$

Also, the following inequality $\|\vec{u}\|_1 \leq \rho$ can be made equivalent to the combination of the $2 \cdot n + 1$ linear inequalities provided that n additional unknowns v_1, v_2, \dots , and v_n be added:

$$u_1 \leq v_1, u_1 \geq -v_1, u_2 \leq v_2, u_2 \geq -v_2, \dots, u_n \leq v_n, u_n \geq -v_n \text{ and } v_1 + v_2 + \dots + v_n \leq \rho.$$

Thus, by means of the third and fourth methods, the simplex method can still be used, while limiting the variance of the segmentation coefficients.

Hereafter, a second change of variable will be described, allowing to simplify the linear programming problem and consisting in converting it into several problems with fewer unknowns. This change of variable substitutes the following 16-fold \vec{y} for the 24-fold \vec{x} of the segmentation coefficients:

$$\vec{y} = \begin{pmatrix} p_0, & p_1, & p_2, & p_3, & p_4, & p_5, & p_6, \\ q_0^0, & q_1^0, & q_2^0, & & q_0^1, & q_1^1, & q_2^1, \\ r^0, & & r^1, & & r^2, & & r^3, \end{pmatrix}$$

the bijection $\bar{y} \mapsto \bar{x}$ being given by the following equations (20), (21), and (22):

$$\begin{cases} a_0 = p_0 & \cdot p_1 & \cdot p_3 \\ a_1 = p_0 & \cdot p_1 & \cdot (1-p_3) \\ a_2 = p_0 & \cdot (1-p_1) & \cdot p_4 \\ a_3 = p_0 & \cdot (1-p_1) & \cdot (1-p_4) \\ a_4 = (1-p_0) & \cdot p_2 & \cdot p_5 \\ a_5 = (1-p_0) & \cdot p_2 & \cdot (1-p_5) \\ a_6 = (1-p_0) & \cdot (1-p_2) & \cdot p_6 \\ a_8 = (1-p_0) & \cdot (1-p_2) & \cdot (1-p_6) \end{cases} \quad (20)$$

$$\forall m \in \{0,1\} \begin{cases} \bar{v}_0^m = q_0^m & \cdot q_1^m \\ \bar{v}_1^m = q_0^m & \cdot (1-q_1^m) \\ \bar{v}_2^m = (1-q_0^m) & \cdot q_1^m \\ \bar{v}_3^m = (1-q_0^m) & \cdot (1-q_1^m) \end{cases} \quad (21)$$

and

$$\forall m \in \{0,1,2,3\} \begin{cases} c_0^m = r^m \\ c_1^m = 1-r^m \end{cases} \quad (22)$$

The coefficients of \bar{y} are dichotomy coefficients. Indeed, each coefficient d of \bar{y} allows to determine the segmentation of a segment corresponding to $2 \cdot F$ radio frames of two smaller segments each corresponding to F radio frames according to respective proportions d and $(1-d)$. Thus, by $\log_2 F$ successive dichotomies, it is possible to determine the segmentation coefficient of each segment of a block corresponding to F radio frames.

The advantage of this change of variable is that constraints (4d) to (9d), after the change of variable, come down to:

$$\bar{y} \in [0 \ 1]^7 \quad (23)$$

Furthermore, the inequalities respectively obtained from inequalities (10e) to (17e) are written as (10f) to (17f) by substituting the dichotomy coefficient unknown \bar{y} for the segmentation coefficient unknown \bar{x} .

It is then possible to limit the variance of the segmentation coefficients by replacing constraint (23) by the following constraint (23b):

$$\bar{y} \in [e_1, f_1] \times [e_2, f_2] \times \dots \times [e_{17}, f_{17}] \quad (23b)$$

$$\text{with } \forall i \in \{1, 2, \dots, 17\} \quad 0 \leq \left(\frac{1}{2} - e_i \right) = \left(f_i - \frac{1}{2} \right) \leq \frac{1}{2}$$

Constraint (23b) is the same as constraint (23) when $\forall i \in \{1, 2, \dots, 17\} \quad e_i = 0$ and $f_i = 1$. The problem is then the same as maximizing IF_c under the constraints given by the system being a combination of equations (3e), (23b) and (10f) to (17f) with the set of unknowns (IF_c, \bar{y}) .

This problem seems to be more complex to resolve analytically than the linear programming problem because constraints (10f) to (17f) are not linear. However, it is possible to proceed in three consecutive steps:

- a first step consisting in a single basic step of determining p_0 ,
- a second step that can be broken down into two basic steps respectively consisting in determining (p_1, q_0^0) and (p_2, q_0^1) , and
- a third step that can be broken down into four basic steps respectively consisting in

determining (p_3, q_1^0, r^0) , (p_4, q_2^0, r^1) , (p_5, q_1^1, r^2) ,
and (p_6, q_2^1, r^3) .

The sequence in which the basic steps are performed within each step is not relevant. Each of the seven basic steps is a linear programming problem that can be resolved by the simplex method. Furthermore, in each of these seven basic steps, IF_c is one of the unknowns.

In the first step, the unknown is (IF_c, p_0) and the constraints are:

- constraint (3e),
- constraint $p_0 \in [e_1, f_1]$, which is the combination of two linear constraints $p_0 \geq e_1$ and $p_0 \leq f_1$,
- and for each relevant scenario:
 - a first inequality obtained by summing inequalities (10f) to (13f) memberwise,
 - a second inequality obtained by summing inequalities (14f) to (17f) memberwise.

When the first step has been performed, the coefficient p_0 is no longer an unknown but a numerical constant part of the data of the problem of the following two steps just like scenarios SCN, the limits e_1, e_2, \dots, e_{17} and f_1, f_2, \dots, f_{17} , compression rates $\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_7$, and the available bit rate N_{data} supplied to the composite channel. Furthermore, $IF_{c,0}$ designates the value of IF_c obtained by the first step.

In each of the basic steps of the second step, the unknown according to the basic step is (IF_c, p_1, q_0^0) or (IF_c, p_2, q_0^1) , and the constraints to be checked are:

- constraint $IF_c \leq IF_{c,0}$ (24)
- constraint (3e),
- constraint $(p_1, q_0^0) \in [e_2, f_2] \times [e_8, f_8]$ for the first basic step and constraint $(p_2, q_0^1) \in [e_3, f_3] \times [e_{11}, f_{11}]$ for the second basic step, these two constraints being the combination of four linear constraints, e.g. $p_1 \geq e_2$, $p_1 \leq f_2$, $q_0^0 \geq e_8$, and $q_0^0 \leq f_8$ for the first basic step,
- and for each relevant scenario:
 - a first inequality obtained by summing inequalities (10f) and (11f) memberwise for the first basic step and inequalities (14f) and (15f) for the second basic step,
 - and a second inequality obtained by summing inequalities (12f) and (13f) memberwise for the first basic step, and inequalities (16f) and (17f) for the second basic step.

When the first and second steps have been performed, the five coefficients p_0 , p_1 , q_0^0 , p_2 and q_0^1 are no longer unknowns, but numerical constraints being part of the data of the problem of the third step. Furthermore, $IF_{c,1}$ and $IF_{c,2}$ designate the values of IF_c obtained during the first and second basic step of the second step.

In each of the basic steps of the third step, the unknown is respectively according to the considered basic step (IF_c, p_3, q_1^0, r^0) , (IF_c, p_4, q_2^0, r^1) , (IF_c, p_5, q_1^1, r^2) , or (IF_c, p_6, q_2^1, r^3) , and the constraints are:

- $IF_c \leq \min\{IF_{c,1}, IF_{c,2}\}$ (25)
- constraint (3e),
- the following constraint according to the considered basic step
 $(p_3, q_1^0, r^0) \in [e, f_1] \times [e, f_2] \times [e_{14}, f_{14}]$ for the first basic step,
 $(p_4, q_2^0, r^1) \in [e_5, f_5] \times [e_{10}, f_{10}] \times [e_{15}, f_{15}]$ for the second basic step,
 $(p_5, q_1^1, r^2) \in [e_6, f_6] \times [e_{12}, f_{12}] \times [e_{16}, f_{16}]$ for the third basic step,
 $(p_6, q_2^1, r^3) \in [e_7, f_7] \times [e_{13}, f_{13}] \times [e_{17}, f_{17}]$ for the fourth basic step, each of these basic steps being the combination of six linear constraints,
- and for each relevant scenario:
 - a first respective inequality, (10f), (12f), (14f), and (16f), for each of the first, second, third, and fourth basic steps,
 - and a second respective inequality, (11f), (13f), (15f), and (17f), for each of the first, second, third, and fourth basic steps.

Segmentation coefficients \bar{x} are then inferred from coefficients \bar{y} through the change of variable defined by equations (20), (21), and (22).

Hereafter, $IF_{c,0}$, $IF_{c,1}$, $IF_{c,2}$, $IF_{c,3}$, $IF_{c,4}$, $IF_{c,5}$, $IF_{c,6}$ designate the values of the unknown IF_c obtained respectively by the first step, the two basic steps of the second step, and the four basic steps of the third step.

One solution IF_c of the system of the equations (3e), (23b), and (10f) to (17f) is then:

$$IF_c = \min_{0 \leq i \leq 6} IF_{c,i}$$

Thus, for the downlink, the scale factor LF_c used during the 8 radio frames affected by compressed mode can therefore be inferred from this solution:

$$LF_c = - \frac{1}{\min_{0 \leq i \leq 6} IF_{c,i}} = \min_{0 \leq i \leq 6} \left(- \frac{1}{IF_{c,i}} \right)$$

Transmission power is proportional to $1/LF_c$ during these eight frames, and proportional to $1/LF_n$ during normal mode frames.

In the uplink, it is recalled that resolving the system allow only the segmentation coefficients to be determined, whereas the scale factor is assessed for each of the radio frames by resolving system (2b). Transmission power is then adjusted radio frame by radio frame and is proportional to $1/LF$.

In the downlink, and during the eight frames of the global interval involved in compressed mode, rather than having a constant scale factor LF_c , it is also possible to choose a scale factor $LF_{c,F,m}$, which is variable depending on the duration $F \in \{1, 2, 4, 8\}$ of the TTI interval and/or the number $m \in \left\{ 0, 1, \dots, \frac{8}{F} - 1 \right\}$ of the TTI interval.

For this purpose, GF_t for $t \in \{0, 1, \dots, 7\}$, designates a gain affecting each of the radio frames numbered t , and NF a normalized scale factor, independent of gains GF_t . The scale factors $LF_{c,F,m}$ allowing to maintain

transport channel balancing are then given by the following equations:

$$\forall F \in \{1, 2, 4, 8\} \quad \forall m \in \left\{0, 1, \dots, \frac{8}{F} - 1\right\} \quad LF_{c,F,m} = \frac{NF}{DF_{t,m}} \quad (26)$$

$$\forall m \in \{0, 1, \dots, 7\} \quad DF_{t,m} = GF_m \quad (27)$$

$$\forall m \in \{0, 1, 2, 3\} \quad DF_{2,m} = c_0^m \cdot GF_{2,m} + c_1^m \cdot GF_{2,m+1} \quad (28)$$

$$\forall m \in \{0, 1\} \quad DF_{4,m} = \sum_{t=0}^{t=3} b_t^m \cdot GF_{4,m+t} \quad (29)$$

$$DF_{8,0} = \sum_{t=0}^{t=7} a_t \cdot GF_t \quad (30)$$

Gain GF_t is such that the gain, with respect to normal mode, required for maintaining service quality during frame number t is equal to $GF_t \cdot \frac{LF_n}{NF}$. Thus, only the proportion between gains GF_t is relevant. Furthermore, the following constraint (31) is added in particular to provide an upper limit to GF_t and remove indetermination when gains GF_t and scale factor NF together tend towards $+\infty$ while keeping the same proportions.

$$\forall t \in \{0, 1, \dots, 7\} \quad 0 < GF_t \leq 1 \quad (31)$$

Also, $LFMIN_{c,F,m}$ is defined as the minimum value of scale factor $LF_{c,F,m}$ for transport channels with a TTI interval duration of $F \in \{1, 2, 4, 8\}$ during the TTI interval of index m involved in compressed mode. If P_i designates the maximum puncturing rate of transport channel i and if $T(F,m)$ designates the set of transport channels with TTI interval duration F allowed to transmit during their TTI interval of index m in compressed mode, then:

$$LFMIN_{c,F,m} = \max_{1 \leq i \leq T(F,m)} \frac{1 - P_i}{RM_i}$$

Then, constraint (3d) should be replaced with constraint (32) below:

$$\forall F \in \{1,2,4,8\} \forall m \in \left\{0,1,\dots,\frac{8}{F}\right\} LF_{c,F,m} \geq LFMIN_{c,F,m} \quad (32)$$

Finally, for any frame $t \in \{0,1,\dots,7\}$, the corresponding equations (10d) to (17d) should be replaced with equation (33) below:

$$\begin{aligned} & LF_{c,8,0} \cdot a_{t,0} \cdot Z_{8,0} + LF_{c,4,t \bmod 4} \cdot b_{t \bmod 4}^{t \bmod 4} \cdot Z_{4,t \bmod 4} + LF_{c,2,t \bmod 2} \\ & \cdot c_{t \bmod 2}^{t \bmod 2} \cdot Z_{2,t \bmod 2} + LF_{c,1,t} \cdot Z_{1,t} \leq \beta_t N_{data} \end{aligned} \quad (33)$$

The result is a system comprised of equations (26) to (33) and (4d) to (9d) the unknowns of which are NF , CF_0 , GF_1 , ..., GF_7 , as well as segmentation coefficients \bar{x} (see (19)). The resolution of this system consists in maximizing the function $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$, i.e. in minimizing

the maximum power for the global interval.

As this system is not linear, it cannot be resolved by the simplex method. However, a numerical method is applicable. E.g., starting from an initial value \bar{P} of the unknowns (with $\bar{P} \in \mathbb{R}^{33}$), a series of iterations is then performed each consisting in doing the following operations:

- i. one or several directions \bar{u} ($\bar{u} \in \mathbb{R}^{33}$) of variation are determined for each determined direction of variation \bar{u} ,

- ii. a scalar quantity λ is determined so that $\bar{P} + \lambda \cdot \bar{u}$ satisfies all constraints, the scalar quantity λ maximizing $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$,
- iii. if, for none of the directions of variation $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$ can be increased significantly, the current value of \bar{P} is the solution, otherwise, one of the variation directions \bar{u} is selected, and $\bar{P} + \lambda \cdot \bar{u}$ is substituted for \bar{P} , λ then being the scalar quantity corresponding to the direction \bar{u} of variation; then step (i) is started again.

The initial value of \bar{P} can for instance be given by:

$$NF = LFMIN_c \text{ and } GF_0 = GF_1 = \dots = GF_7 = 1;$$

$$\forall t \in \{0, 1, \dots, 7\} \ a_t \frac{\beta_t}{\sum_{u=0}^{u=7} \beta_u};$$

$$\forall m \in \{0, 1\} \forall t \in \{0, 1, 2, 3\} \ b_t^m \frac{\beta_{4 \cdot m + t}}{\sum_{u=0}^{u=3} \beta_{4 \cdot m + u}}, \text{ and}$$

$$\forall m \in \{0, 1, 2, 3\} \forall t \in \{0, 1\} \ c_t^m \frac{\beta_{2 \cdot m + t}}{\sum_{u=0}^{u=1} \beta_{2 \cdot m + u}}.$$

It should be noted that the determination of the directions of variation can be done by the Powell method, also called multidimensional directional set method. This method is described in the publication already mentioned, titled "Numerical recipes in C", 2nd ed., pp. 412. The selected direction of variation is

then typically that given by the greatest increase of

$$\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}.$$

Furthermore, to determine λ , all that has to be done is substitute, in each equation, the coordinates of $\vec{P} + \lambda \cdot \vec{u}$ for those of \vec{P} .

After substitution, the function to be maximized

$$\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$$

then becomes the maximum function from eight

rational functions of λ (i.e., eight ratios of two polynomials of λ). It is possible to find a partition of $[0, +\infty[$ in a finite number of intervals so that this function is one of these eight rational functions for each of the partition intervals. Determining this partition is the same as looking for rational function zeros and poles, which is a known problem.

Each equation of the system, for each interval of the partition, then becomes an inequality for a rational function of λ . Each equation then determines a finite union of intervals for λ , this union being included in the considered interval of the partition. By intersecting these unions for each equation, another finite union of intervals is obtained that is included in the considered interval of the partition. Finding

the maximum of $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$ on this finite interval union is

the same as finding the maximum of the rational function corresponding to the considered interval of the partition. This is a known problem, consisting in particular in determining the zeros and poles of the

derivative of this rational function. Then, all that has to be done is to proceed in the same way for each interval in the partition, and select λ , from the determined maxima, giving the greatest value of

$$\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}.$$

Another heuristic method for resolving the system of the equations (26) to (33) and (4d) to (9d) consists in performing one or several iterations comprising all or part of the following steps, starting from an initial value \bar{P} of the unknowns:

- i. Factors $DF_{F,m}$ are calculated depending on the current value \bar{P} of the unknowns by means of equations (27) to (30), then the $DF_{F,m}$ factors thus calculated are "frozen", then using the simplex method, the system of the remaining equations (26), (32) to (33) and (4d) to (9d) is resolved, where the unknown is (NF, \bar{x}) , \bar{x} being the segmentation coefficients as expressed by equation (19). This resolution is done in the same way as previously for equations (3d) to (17d). The segmentation coefficients resulting from this resolution are substituted for the current segmentation coefficients in \bar{P} .
- ii. For the current value \bar{P} of the unknowns, for any frame number $t \in \{0, 1, \dots, 7\}$, a factor Λ_t is calculated using the following expression:

$$\max_{SCN} \left(\frac{\beta_1 N_{\text{data}}}{DF_{1,0} \cdot a_t \cdot Z_{1,0} + DF_{4,\text{div}4} \cdot b_{1 \bmod 4}^{\text{div}4} \cdot Z_{4,\text{div}4} + DF_{2,\text{div}2} \cdot c_{1 \bmod 2}^{\text{div}2} \cdot Z_{2,1 \bmod 2} + DF_{1,t} \cdot Z_{1,t}} \right)$$

Then, the following substitutions are performed in \tilde{P} :

$$GF_t \leftarrow \frac{GF_t}{\Lambda_t} \left/ \left(\max_{0 \leq u \leq 7} \frac{GF_u}{\Lambda_u} \right) \right. \text{ for } t \in \{0, 1, \dots, 7\}$$

$$a_t \leftarrow \frac{a_t \cdot \Lambda_t}{\sum_{u=0}^{u=7} a_u \cdot \Lambda_u} \text{ for } t \in \{0, 1, \dots, 7\}$$

$$b_t^m \leftarrow \frac{b_t^m \cdot \Lambda_{m-2+t}}{\sum_{u=0}^{u=3} b_u^m \cdot \Lambda_{m-2+u}} \text{ for } t \in \{0, 1, 2, 3\} m \in \{0, 1\}$$

$$c_t^m \leftarrow \frac{c_t^m \cdot \Lambda_{m-2+t}}{\sum_{u=0}^{u=3} c_u^m \cdot \Lambda_{m-2+u}} \text{ for } t \in \{0, 1\} m \in \{0, 1, 2, 3\}$$

Hereabove, the symbol \leftarrow means that the right-hand member is substituted for the left-hand member. Substitutions are made by calculating, firstly, all new values depending on the current values, then, secondly, by substituting the new calculated values for the current values.

- iii. For the current value \tilde{P} of the unknowns, a new value of NF is calculated, which, when all other unknowns are frozen, is the greatest one verifying all equations of type (33). For each scenario SCN and each frame number $t \in \{0, 1, \dots, 7\}$, equation (33) gives an upper limit for NF. The new value of NF is then the smallest of these upper limits.

In the optimization problems that have been exposed, the function to be maximized is LF_c .

(respectively $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$). Indeed, the rate $\left(\frac{LF_h}{LF_c}\right)$

(respectively $\frac{LF_h}{LF} \cdot GF_t$) corresponds to the power gain

required for maintaining, with respect to normal mode, the service quality for the global interval affected by compressed mode, i.e. frames 0 to 7 (respectively during frame $t \in \{0, 1, \dots, 7\}$). Maximizing LF_c (respectively

$\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$) is therefore the same as minimizing power by

distributing the energy to be transmitted over the longest possible time, i.e. the global interval, and minimizing the total number of DTX symbols when the bit rate of the composite channel is at a maximum for the global interval. Interferences caused are then better distributed over time. Furthermore, it is advantageous to minimize the variance of segmentation coefficients because unequal segmentation results in degradation of reception due to loss of time diversity. Also, instead

of maximizing LF_c (respectively $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$), provision is

made for maximizing a function increasing with LF_c

(respectively $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$) and decreasing with the variance

of segmentation coefficients. This function is for instance:

$$LF_c = \Gamma_a \cdot \sum_{t=0}^{t=7} \left(a_t - \frac{1}{8}\right)^2 = \Gamma_b \cdot \sum_{t=0}^{t=3} \left(b_t - \frac{1}{4}\right)^2 = \Gamma_c \cdot \sum_{t=0}^{t=1} \left(c_t - \frac{1}{2}\right)^2$$

(respectively

$$\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t} - \Gamma_a \cdot \sum_{t=0}^{t=7} (a_t - 1/8)^2 - \Gamma_b \cdot \sum_{t=0}^{t=3} (b_t - 1/4)^2 - \Gamma_c \cdot \sum_{t=0}^{t=1} (c_t - 1/2)^2$$

where Γ_a , Γ_b , and Γ_c , are positive constants.

In this function, the terms in $\sum_{t=0}^{t=7} (a_t - 1/8)^2$, $\sum_{t=0}^{t=3} (b_t - 1/4)^2$, and/or $\sum_{t=0}^{t=1} (c_t - 1/2)^2$ can be replaced by any decreasing expression of the variance of segmentation coefficients, and LF_c (respectively $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$) by any increasing expression of LF_c (respectively $\frac{NF}{\max_{0 \leq t \leq 7} GF_t}$).

It is also possible, instead of using such terms in the function to be maximized, to add to the equation system constraint equations providing upper limits for $\sum_{t=0}^{t=7} (a_t - 1/8)^2$, $\sum_{t=0}^{t=3} (b_t - 1/4)^2$, and/or $\sum_{t=0}^{t=1} (c_t - 1/2)^2$, or any other expression representative of the variance of segmentation coefficients, and to maximize LF_c for the new system comprising these additional constraints, presuming the new system still has at least one solution.

Finally, it is obvious that throughout this document the considered variations of transmission power are variations for maintaining transport channel service quality when switching from normal mode to compressed mode and/or when composite channel bit rate is varying. They do not comprise:

- variations resulting from fast power control, performed with a period that is shorter than the radio

frame, and allowing to trace radio channel fadings as well as variations at interference level,

- nor variations for correcting the approximation done by assuming that the maximum bit error rate BER only depends on the mean E_b/I ratio.

Finally, it will be noted that for the two entities at the ends of the radio link in compressed mode to use the same segmentation coefficients, these coefficients are either calculated by one of both entities, which entity transfers them to the other entity, or calculated according to the same algorithm by both entities.

4. Brief Description of Drawings

Fig. 1 shows a transmission chain for the uplink of a third generation telecommunication system, such as defined by the 3GPP group;

Fig. 2 shows a transmission chain for the downlink of the third generation telecommunication system;

Fig. 3 illustrates a compressed mode wherein one multiplexing frame is compressed;

Fig. 4 illustrates another compressed mode wherein two successive frames are compressed;

Fig. 5 shows examples of transport channels A, B, C, and D of prior art;

Fig. 6 shows the transport channel A of Fig. 5 after unequal segmentation according to the inventive method, the transport channel B of Fig. 5 with transmission postponing of one of its transport blocks, the transport channel C of Fig. 5 coded according to the reduced bit rate coding mode and the transport channel D of Fig. 5;

Fig. 7 shows the transport channels A, B, C, and D of Fig. 5 with a variation of the rate matching ratio for a TTI interval of maximum length; and

Fig. 8 shows the transport channels B and C of Fig. 5 after unequal segmentation and rate matching according to the invention.

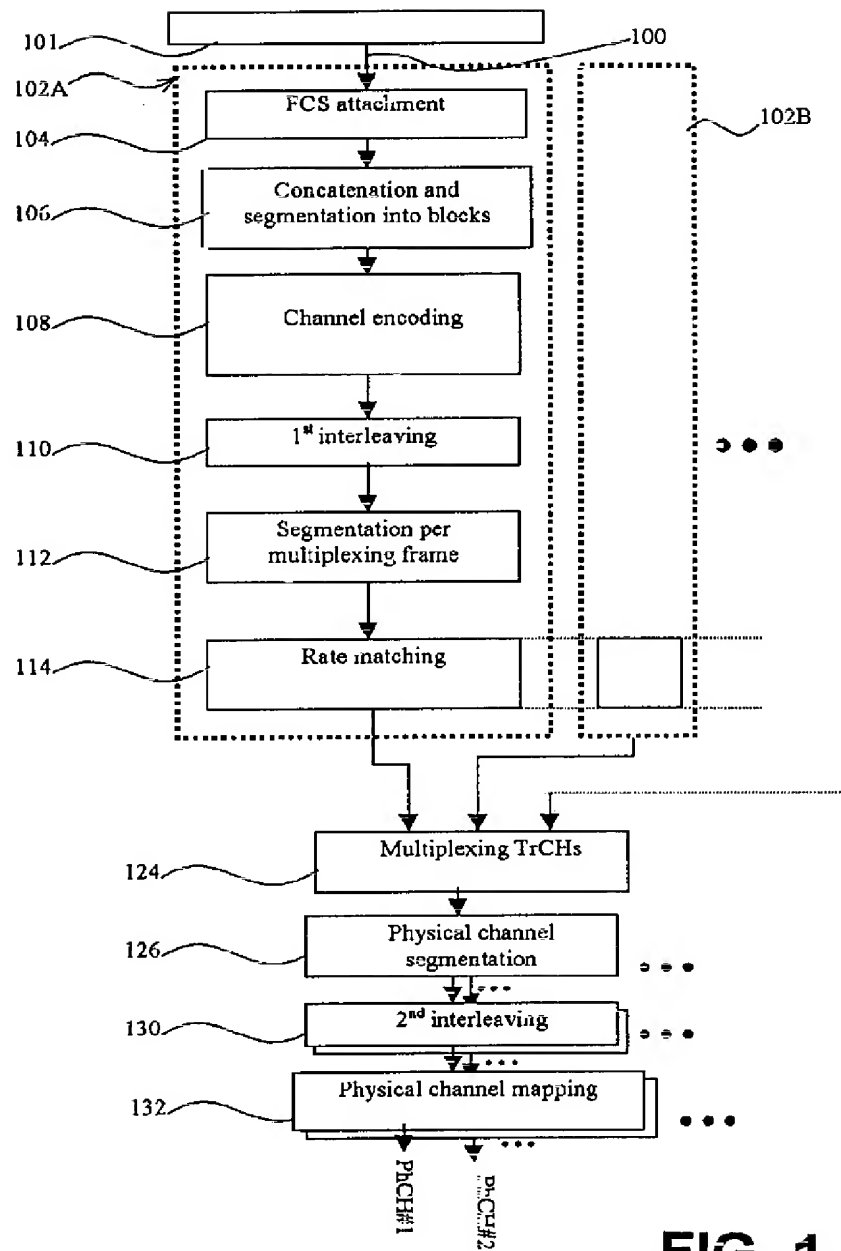
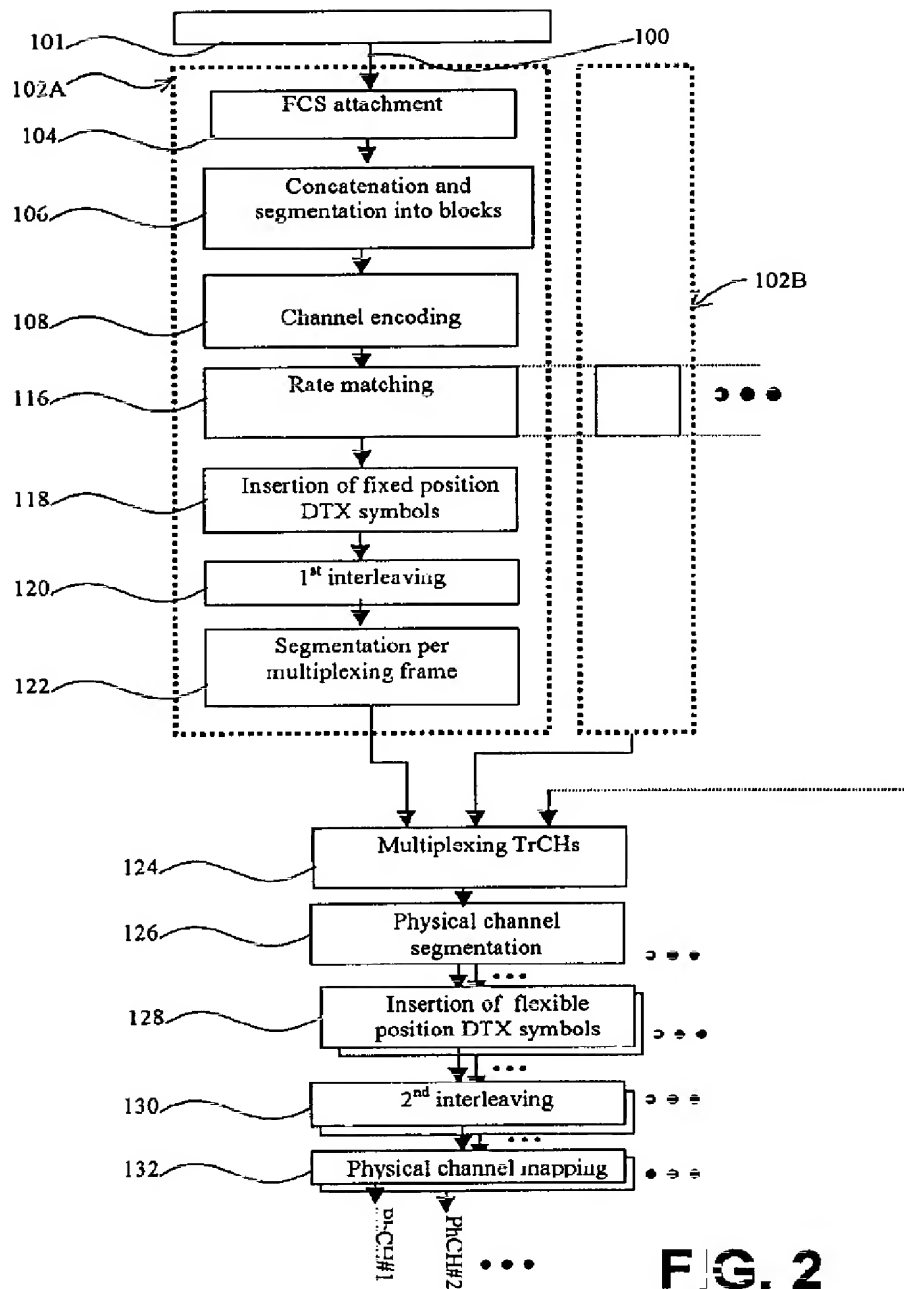


FIG. 1

**FIG. 2**

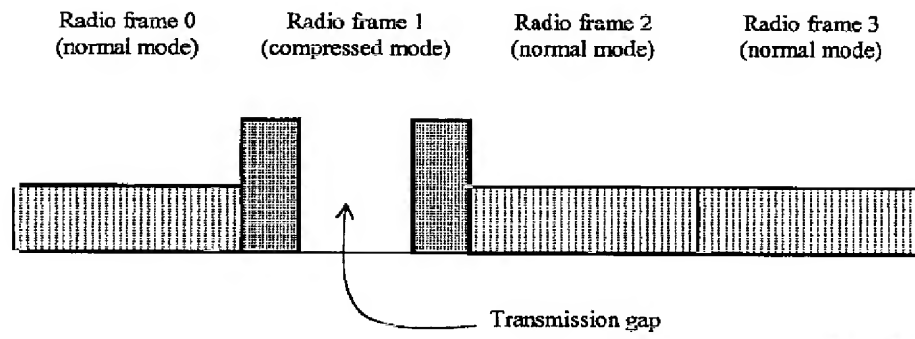


FIG. 3

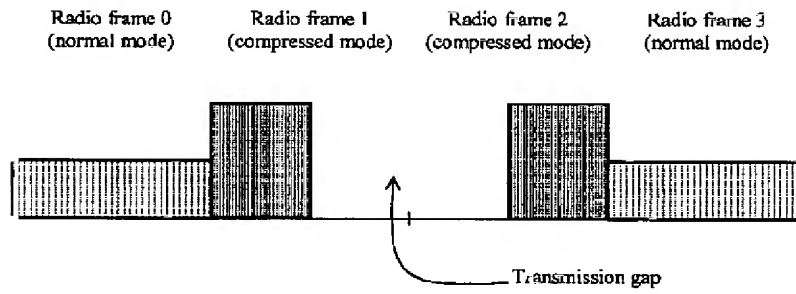
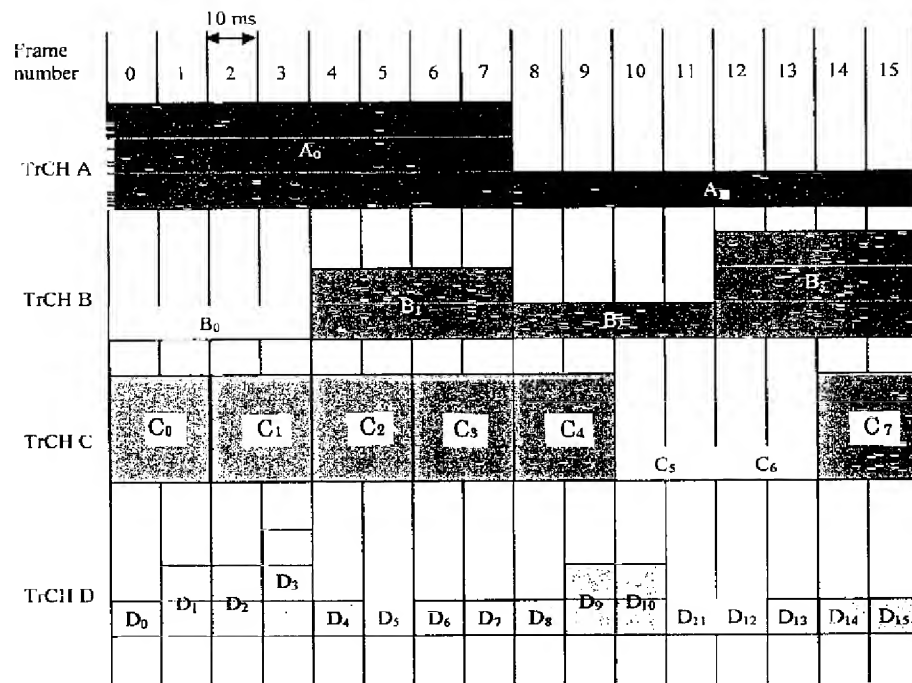
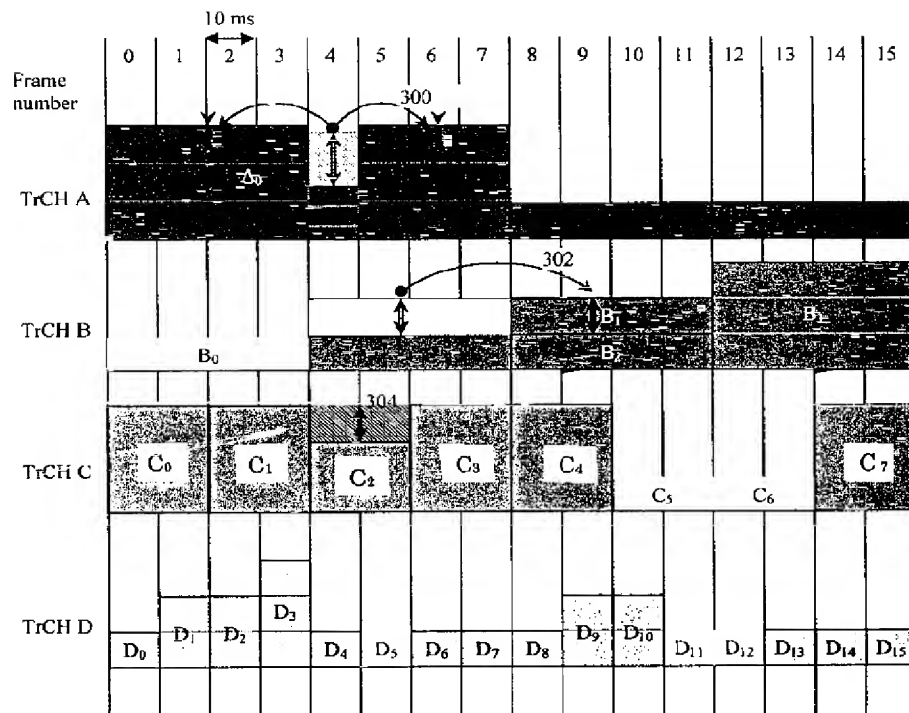
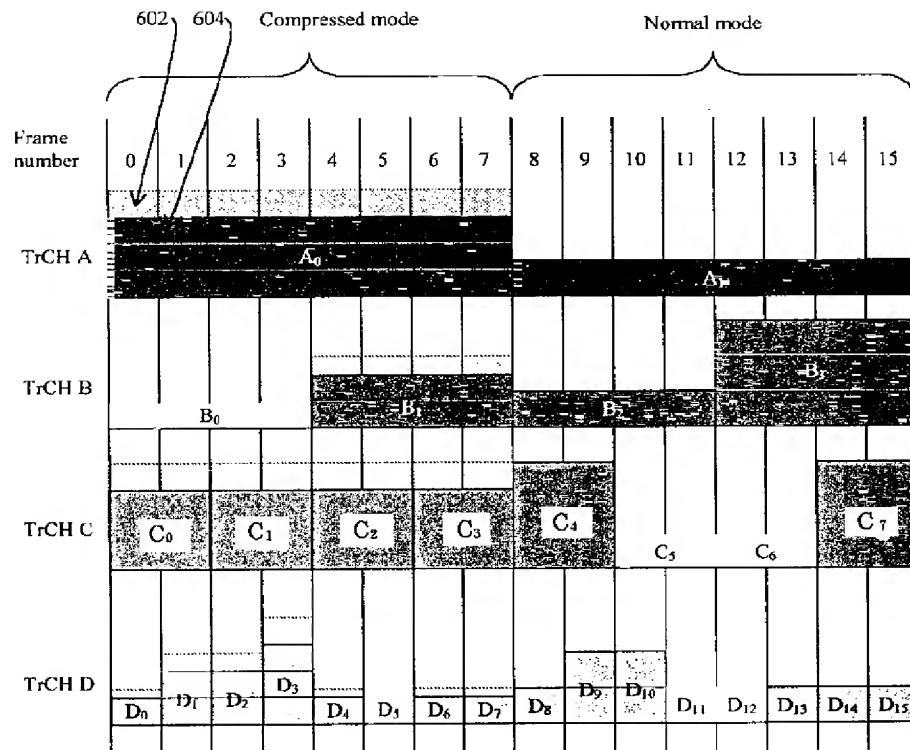
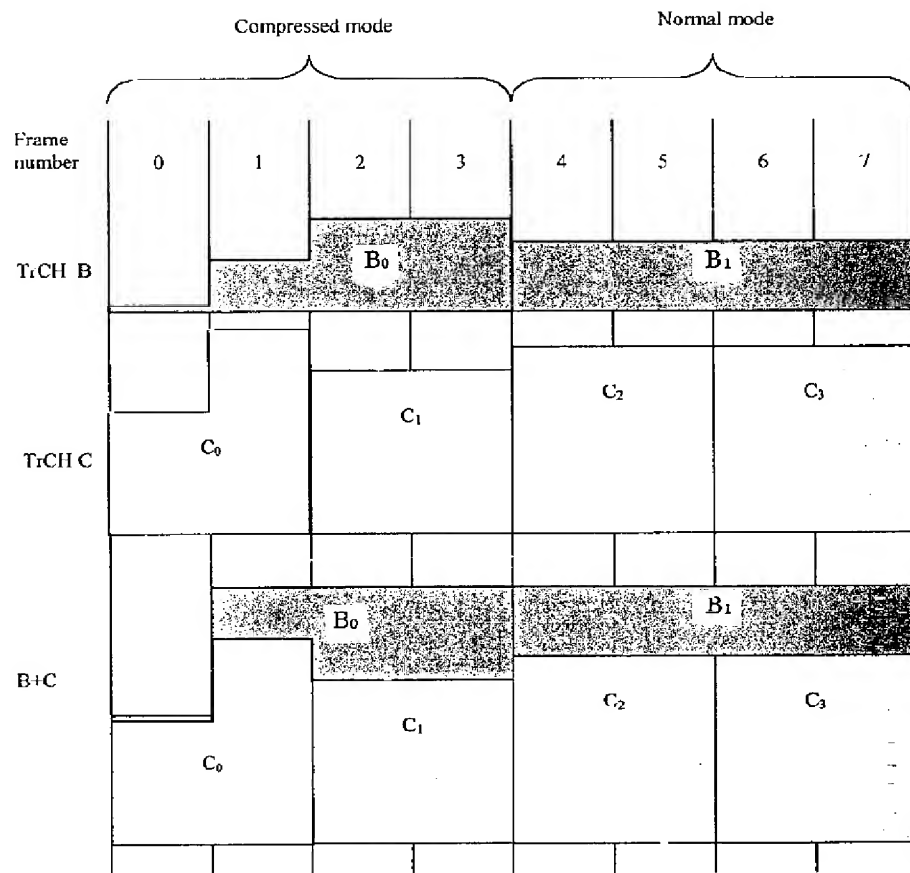


FIG. 4

**FIG. 5**

**FIG. 6**

**FIG. 7**

**FIG. 8**

1. Abstract

This invention relates to a method for generating a compressed mode affecting a composite channel comprising at least two transport channels. According to the invention, an unequal segmentation step of the transport channels is performed. This segmentation step assigns, for the same transport channel, to each of data segment, a data count determined depending on at least one segmentation coefficient. At least two of said data segments from the same data block having been assigned by said segmentation have distinct data counts. This invention is implemented in particular in the field of third generation telecommunication systems for mobiles.

2. Representative Drawing

Fig. 6